UNIVERSITE DE PROVENCE Aix-Marseille

FACULTE DES SCIENCES

# THESE DE DOCTEUR INGENIEUR

présentée par Jean ROVEGNO

SUJET : SUR LE TRAITEMENT AUTOMATIQUE DE L'ELECTROENCEPHALOGRAMME

DATE DE SOUTENANCE : 13 ~~10~~ JUILLET 1972

JURY : Mr. le Professeur G. BODIOU

Mr. le Professeur A. FAVRE

Mr. le Docteur H. REGIS

UNIVERSITE DE PROVENCE

FACULTE DES SCIENCES

# THESE DE DOCTEUR INGENIEUR

présentée par Jean ROVEGNO

SUJET : SUR LE TRAITEMENT AUTOMATIQUE

DE L'ELECTROENCEPHALOGRAMME

DATE DE SOUTENANCE : ~~10~~ 13 JUILLET 1972

JURY : Mr. le Professeur G. BODIOU

Mr. le Professeur A. FAVRE

Mr. le Docteur H. REGIS

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Université de Provence

U.E.R. Scientifiques

Président : F. BOREL

Secrétaire général : C. MOYNAULT

## PROFESSEURS

| | | |
|---|---|---|
| MM. | J. VALENSI | Mécanique expérimentale des fluides |
| | P. ROUARD | Physique générale |
| | P. DESNUELLE | Chimie biologique |
| | M. MERIGOUX | Physique industrielle |
| | C. FEHRENBACH | Astronomie |
| | A. FAVRE | Mécanique de l'atmosphère et météorologie |
| | A. GUILLEMONAT | Chimie industrielle |
| | G. CARPENI | Chimie |
| | Y. DOUCET | Physique |
| | JM. SOURIAU | Méthodes mathématiques de la physique |
| | J. METZGER | Chimie |
| | L. FOURES | Mathématiques |
| | D. MALE | Physique |
| | G. BODIOU | Mathématiques appliquées |
| | M. NAUDET | Chimie des corps gras |
| | P. BOUSQUET | Physique |
| | P. PESTEIL | Physique |
| | P. CASAL | Mécanique rationnelle et appliquée |
| | G. GOUVERNET | Géologie appliquée |
| | A. VISCONTI | Physique théorique |
| | A. BLANCHARD | Mathématiques générales |
| | M. DUSSARDIER | Physiologie animale |
| | P. QUEZEL | Botanique |
| | E. CRAUSSE | Physique (Avignon) |
| | A. JULG | Chimie théorique |
| | S. TAXY (Mme) | Géologie historique |
| | F. TESSIER | Géologie générale |

../...

| | |
|---|---|
| ML. FURNESTIN (Mme) | Biologie animale |
| M. BERTRAND | Chimie |
| J. TROMBETTE | Physique |
| M. LAFEITTE | Chimie |
| R. FRAISSE | Mathématiques |
| C. BLANCHARD (Mme) | Mathématiques |
| R. NEGRE | Biologie végétale |
| R. COULON | Physique |
| R. KERN | Minéralogie |
| L. SIDERIADES | Physique |
| JM. SURZUR | Chimie organique |
| H. CHANTREL | Physique de l'espace |
| J. SOUCY | Géologie |
| J. HERVE | Electronique |
| H. BODOT | Chimie |
| J. CHOUTEAU | Physiologie animale |
| R. PHILIP | Physique |
| L. CAPELLA | Minéralogie |
| P. BILLARD | Mathématiques |
| M. BONNEAU | Mathématiques |
| JC. TRAYNARD | Chimie industrielle |
| C. CLARION (Mlle) | Mécanique des fluides |
| A. PONS | Botanique |
| A. GIRARDIE | Zoologie |
| JC. MAIRE | Chimie |
| M. SIMON | Physiologie animale |
| J. MANDELBROJT | Physique |
| JP. DAVID | Physique |
| M. BIZOUARD | Physique |

## PROFESSEURS SANS CHAIRE

| | |
|---|---|
| R. AMAR | Zoologie |
| L. DEVEZE | Biologie marine |
| F. BOREL | Techniques mathématiques de la physique |
| R. CHANDEBOIS (Mlle) | Biologie animale |
| H. GUENOCHE | Mathématiques appliquées |
| F. BECAUT (Mme) | Mathématiques (Avignon) |
| J. HENNEQUIN | Electronique |
| S. GUEIRARD (Mlle) | Pétrographie |
| C. FEUGEAS | Chimie |
| J. CABANE | Chimie |
| G. RASIGNI | Physique |
| S. COMBET | Chimie |
| R. GARRON | Physique expérimentale |

.../...

| | |
|---|---|
| M. CADILHAC | Physique |
| B. WAEGELL | Chimie |
| G. MARCHIS-MOUREN | Chimie biologique |
| F. HALEWACHS | Physique (Avignon) |
| P. PETIT | Physique |
| H. HUGON | Psycho-physiologie |
| M. PICHENOT (Mlle) | Biologie végétale |
| M. GILLET | Physique |
| JP. ROGGERO | Chimie (Avignon) |
| L. SARDA | Biochimie |
| C. ROMAN | Physiologie animale |
| A. GILLET | Mathématiques |
| S. MARTINUZZI | Physique |

## MAITRES DE CONFERENCES

| | |
|---|---|
| H. PATIN | Chimie |
| J. CRESP | Biologie animale |
| M. BENARROCHE | Physique |
| H. TACHOIRE | Chimie |
| E. VINCENT | Chimie |
| L. VICENTE | Biologie animale |
| J. MANUCEAU | Mathématiques |
| R. GUERMEUR | Physique |
| M. DELAAGE | Biochimie |
| F. CATZIGRAS (Mlle) | Géologie |
| M. SIRUGUE (Mme) | Physique |
| H. MERDY | Physique |
| L. PUJOL | Chimie |
| A. LAVAGNE | Biologie végétale |
| J. GIUDICELLI | Biologie animale |
| M. FOUGEREAU | Biochimie |
| G. NOAT | Physiologie végétale |
| R. BOUDET | Mathématiques |
| R. STREIFF | Chimie |
| JP. BELAICH | Microbiologie |
| P. NEVILLE | Biologie végétale |
| JP. SOUBLIN | Mathématiques |
| S. DELACHE (Mme) | Mathématiques |
| G. FARDOUX | Chargé d'enseignement - Mathématiques |
| B. MORIN | Chargé d'enseignement - Mathématiques |
| B. BALLET | Chargé d'enseignement - Mathématiques (Avignon) |

A LA MEMOIRE DE MON PERE

A MA FAMILLE

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41545827_0010

## AVANT - PROPOS

J'exprime mes sentiments de profonde gratitude envers Monsieur le Professeur G. BODIOU, professeur de Mathématiques appliquées à la Faculté des Sciences de Marseille, qui a bien voulu me confier ce travail et en diriger le développement. C'est grâce à ses directives que j'ai pu mener à bien cette étude.

Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur le Professeur A. FAVRE, professeur de Mécanique de l'atmosphère et de météorologie à la Faculté des Sciences de Marseille, qui a bien voulu accepter de participer au jury de cette thèse.

Le Docteur H. REGIS, Directeur scientifique adjoint de l'Unité de recherche INSERM de Marseille, fut à l'origine de cette étude et en dirigea la partie expérimentale. Durant plusieurs années d'amicale collaboration, il n'a cessé de m'apporter son soutien le plus actif. Qu'il veuille croire à mes sentiments reconnaissants.

Monsieur le Doyen GASTAUT, Directeur de l'Unité de recherche INSERM de Marseille, a mis à ma disposition les moyens d'enregistrement de ses laboratoires.

Monsieur le Professeur GREMY, Directeur du Groupe de recherche en informatique en milieu médical, m'a donné accès aux équipements de quantification du centre de calcul du CHU PITIE-SALPETRIERE.

Monsieur le Professeur MOREL m'a permis d'utiliser les ordinateurs du centre de calcul de la Faculté des Sciences de Marseille.

Je tiens à leur exprimer mes sentiments de très vive reconnaissance.

Le Docteur J. SAIER a enregistré et sélectionné les tracés analysés dans cette thèse. Il a également participé à l'interprétation des résultats.
Je lui adresse mes remerciements amicaux.

J'adresse enfin mes vifs remerciements à tous ceux qui, dans des domaines divers, m'ont prêté leur concours avec beaucoup de compétence, et plus particulièrement à Mademoiselle D. PIONTEK et Messieurs F. FINIDORI, JUTIER, J. MAX, J.F. MENNESSON, M. VULLIET et A. SARRASI.

L'ANALYSE DEFORME,
EN QUOI ELLE EST ART.

J. ROSTAND

# I SOMMAIRE

1 - S O M M A I R E

1 - SOMMAIRE

2 - INTRODUCTION

2.1 - Buts poursuivis

2.2 - Organisation générale de la thèse

# 3 - NATURE ET CARACTERISTIQUES DU SIGNAL EEG

3.1 - Structures cérébrales

3.2 - Electrogénèse cérébrale

3.3 - Electroencéphalogramme

3.4 - Activités de fond du signal EEG chez le sujet normal

3.4.1 - Rythme alpha

3.4.2 - Rythme béta

3.4.3 - Rythme téta

3.4.4 - Rythme delta

3.5 - Potentiels évoqués

# 4 - HISTORIQUE ET CLASSIFICATION DES METHODES DE TRAITEMENT AUTOMATIQUE DES ELECTROENCEPHALOGRAMMES

## 4.1 - Analyse spectrale d'une voie EEG

### 4.1.1 - Mesure directe de la période et de l'amplitude d'un rythme EEG

### 4.1.2 - Filtrage analogique

### 4.1.3 - Filtrage numérique

### 4.1.4 - Méthode de DROHOCKI

### 4.1.5 - Détermination de la fonction d'autocorrelation

### 4.1.6 - Détermination de la densité spectrale par le méthode indirecte.

### 4.1.7 - Détermination de la densité spectrale par la méthode directe.

### 4.1.8 - Détermination de la densité spectrale par la méthode FFT

### 4.1.9 - Comparaison des volumes de calcul propres aux méthodes indirecte, directe et FFT.

### 4.1.10 - Opérateurs électroniques RFT et FFT

## 4.2 - Description des principaux types d'analyseurs spectraux

### 4.2.1 - Analyseurs à compression de temps

### 4.2.1 - Analyseurs associant un correlateur et un transformateur de Fourier.

### 4.2.3 - Analyseurs à FFT programmée

### 4.2.4 - Analyseurs à FFT câblée

4.2.5 - Rapport performances/prix des principaux types d'analyseurs spectraux commercialisés en 1971.

4.3 - Analyse de distribution d'amplitude

4.4 - Analyse spectro-spatiale d'un ensemble de voies EEG

4.4.1 - Toposcope de GREY-WALTER

4.4.2 - Détermination de la fonction de crosscorrelation de deux voies EEG.

4.4.3 - Fonction de cohérence de deux voies EEG

4.4.4 - Détermination de la cohérence par la méthode indirecte

4.4.5 - Détermination de la cohérence par la méthode directe

4.4.6 - Analyse spectrale généralisée

4.4.7 - Cohérence multiple

4.4.8 - Cohérence conditionnelle

4.5 - Analyse des potentiels évoqués

5 - ASPECTS PRATIQUES DE L'ANALYSE DE FOURIER

5.1 - Série de Fourier : analyse d'une fonction $x(t)$ périodique

5.2 - Intégrale de Fourier : analyse d'une fonction $x(t)$ non périodique et définie de $-\infty$ à $+\infty$

5.3 - Propriétés de la transformée de Fourier

5.3.1 - Linéarité

5.3.2 - Parité

5.3.3 - Similitude

5.3.4 - Translation

5.3.5 - Théoreme de convolution

5.4 - Cas pratique : analyse d'une fonction $x(t)$ définie sur un intervalle de temps limité.

5.5 - Etude des fenêtres usuelles

5.6 - Echantillonnage de $x(t)$

5.7 - Spectre échantillonné et correction fréquentielle

5.8 - Densité spectrale de puissance

5.8.1 - Détermination de $\overline{Gx}$ (f) par la méthode indirecte

5.8.2 - Détermination de $\overline{Gx}$ (f) par la méthode idrecte

5.9 - Densité spectrale croisée

5.9.1 - Détermination de $\overline{Gyx}$ (f) par la méthode indirecte

5.9.2 - Détermination de $\overline{Gyx}$ (f) par la méthode directe

5.10 - Fonction de cohérence

5.10.1 - Influence sur la valeur de $\gamma^2$ d'un bruit superposé

5.10.2 - Cas d'un système à entrées multiples

5.10.3 - Limites de confiance des estimations de cohérence

5.11 - Déphasages

## 6 - METHODES ET ALGORITHMES DE TRAITEMENT

6.1 - Echantillonnage et quantification

6.1.1 - Echantillonnage

6.1.2 - Préfiltrage numérique

6.1.3 - Quantification

6.2 - Calcul de la valeur moyenne

6.3 - Calcul de la variance

6.4 - Densité de probabilité du premier ordre

6.5 - Vérification du caractère aléatoire du signal

6.5.1 - Run-test

6.5.2 - Trend-test

6.6 - Démodulation complexe

6.7 - Extraction d'un signal répétitif noyé dans un bruit

6.8 - Calcul de la fonction d'autocorrelation

6.9 - Calcul de la fonction de crosscorrelation

7 - PROGRAMMES DE TRAITEMENT

7.1 - Programme ROVETEST

7.2 - Sous programme PROBAB

7.3 - Programme ROVESTATIOTEST

7.4 - Programme DEMOROVE

7.5 - Sous programme SPECAM

7.6 - Sous programme COURB

7.7 - Programme SPECTROVE

7.8 - Programme CROSSROVE

7.9 - Programme ROVEVOQ

7.10 - Programme SPIRITROVE

7.11 - Programme ROVEGHOST

7.12 - Programme P.12

7.13 - Programme P.13

## 8 - MATERIELS UTILISES

8.1 - Chaîne d'acquisition

8.1.1 - Electroencéphalographe

8.1.2 - Enregistreur magnétique analogique

8.1.3 - Base de temps codée

8.2 - Equipement de quantification

8.3 - Equipement de traitement numérique

## 9 - RESULTATS DES TRAITEMENTS EFFECTUES

9.1 - Traitement du signal artificiel S4

9.1.1 - Constitution du signal S4

9.1.2 - Densité de probabilité d'amplitude des signaux S4

9.1.3 - Tests de stationnarité des signaux S4

9.1.4 - Analyse de densité spectrale des signaux S4

9.2 - Traitement de l'enregistrement EEG S3

9.2.1 - Constitution de l'enregistrement S3

9.2.2 - Densité de probabilité d'amplitude des signaux S3

9.2.3 - Tests de stationnarité des signaux S3

9.2.4 - Analyse de densité spectrale et de cohérence des signaux S3.

9.2.5 - Analyse continue de la composante spectrale de fréquence 10.5 Hz des signaux S3.

9.2.6 - Etude de la réponse moyenne (réponse évoquée) à un train de 100 stimulations, yeux fermés et yeux ouverts.

9.2.7 - Analyse continue de l'enregistrement S3

9.3 - Traitement de l'enregistrement EEG S2

9.3.1 - Constitution de l'enregistrement S2

9.3.2 - Analyse de densité spectrale

9.3.3 - Analyses de cohérence simple et de déphasage

9.3.4 - Analyses de cohérence conditionnelle

9.4 - Traitement de l'enregistrement EEG S1

9.4.1 - Constitution de l'enregistrement S1

9.4.2 - Mise en évidence du repliement du spectre

9.4.3 - Mise en évidence des ruptures de stationnarité

9.4.4 - Etude de la sélectivité et de la stabilité

9.4.5 - Etude spectrale de deux voies EEG

## 10 - CONCLUSION

10.1 - Etude bibliographique

10.2 - Méthodes mises en oeuvre

10.3 - Analyses effectuées

10.3.1 - Analyse de l'enregistrement S4

10.3.2 - Analyse de l'enregistrement S3

10.3.3 - Analyse de l'enregistrement S1

10.3.4 - Analyse de l'enregistrement S2

10.4 - Synthèse des résultats obtenus

## 11 - BIBLIOGRAPHIE

# 2 INTRODUCTION

# 2 - INTRODUCTION

## 2.1 - BUTS POURSUIVIS

Les objectifs que nous avons tenté d'atteindre dans cette thèse sont les suivants :

- Constitution d'une bibliographie exhaustive permettant de déterminer les méthodes et les matériels les mieux adaptés au traitement automatique du signal EEG.

- Mise au point d'un protocole d'expérience permettant d'utiliser rationnellement les moyens d'enregistrement et de traitement géographiquement dispersés auxquels nous avions accés.

- Vérification de l'adéquation au signal EEG des méthodes d'analyse retenues. Détermination de tests permettant de contrôler la véracité des hypothèses faites sur la structure des signaux soumis à l'analyse. Rédaction et mise au point des programmes correspondant à ces tests.

- Rédaction et mise au point des programmes de traitement correspondant aux méthodes d'analyse retenues.

- Rédaction et mise au point de sous-programmes d'édition suffisamment élaborés pour que les médecins ayant apporté leur collaboration à ce travail puissent lire sans difficulté les résultats obtenus et juger de leur validité sur le plan de la physiologie.

- Détermination et mise en forme d'abaques permettant de juger la qualité des résultats statistiques obtenus.

## 2.2 - ORGANISATION GENERALE DE LA THESE

Le chapitre 3 (NATURE ET CARACTERISTIQUES DU SIGNAL EEG) consiste en un bref rappel des fondements physiologiques du signal électro-encéphalographique.

Le chapitre 4 (HISTORIQUE ET CLASSIFICATION DES METHODES DE TRAITEMENT AUTOMATIQUE DU SIGNAL EEG), qui doit être rapproché du chapitre

11 (BIBLIOGRAPHIE), concerne l'historique des matériels et des méthodes utilisés dans l'analyse du signal EEG.

Le chapitre 5 (ASPECTS PRATIQUES DE L'ANALYSE DE FOURIER) est un rappel volontairement limité des fondements de l'analyse spectrale des signaux aléatoires, méthode d'analyse qui s'est avérée comme étant la plus féconde dans le cas du signal EEG.

Le chapitre 6 (METHODES ET ALGORITHMES DE TRAITEMENT) est un développement essentiellement pratique des algorithmes de calcul qui sont à la base des programmes de traitement que nous avons rédigé .

Le chapitre 7 (PROGRAMMES DE TRAITEMENT) est une présentation des programmes écrits en langage FORTRAN qui nous ont permis d'effectuer les traitements décrits au chapitre 3.

Le chapitre 8 (MATERIELS UTILISES) consiste en une description des matériels d'enregistrement, de quantification et de traitement qui ont été utilisés.

Le chapitre 9 (TRAITEMENTS EFFECTUES) décrit les résultats des analyses effectuées sur 4 familles de signaux.

Le chapitre 10 (CONCLUSIONS) contient les conclusions de cette thèse.

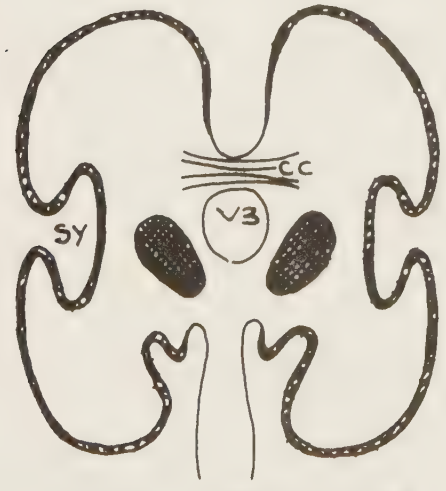
Le chapitre 11 (BIBLIOGRAPHIE) décrit la bibliographie.

# 3 NATURE ET CARACTERISTIQUES DU SIGNAL E.E.G.

## 3 - NATURE ET CARACTERISTIQUES DU SIGNAL E E G

### 3.1 - STRUCTURES CEREBRALES

Le cerveau est le centre nerveux composé de deux hémisphères portant de nombreuses circonvolutions situé dans le crâne à l'extrémité supérieure de l'axe encephalorachidien. Ce centre est l'organe de la sensibilité consciente, des mouvements volontaires et de l'activité psychique.



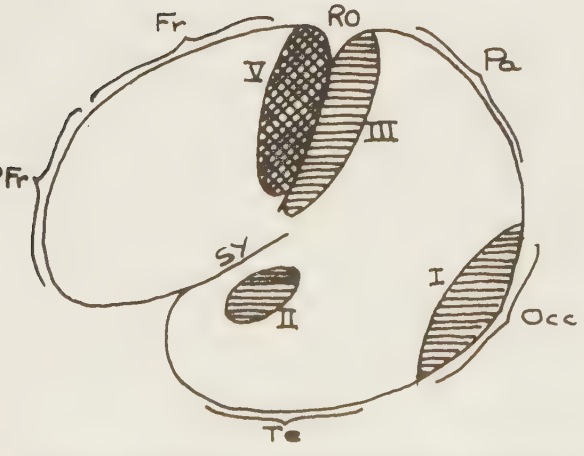
COUPE HORIZONTALE

On peut distinguer dans le cerveau les structures suivantes :

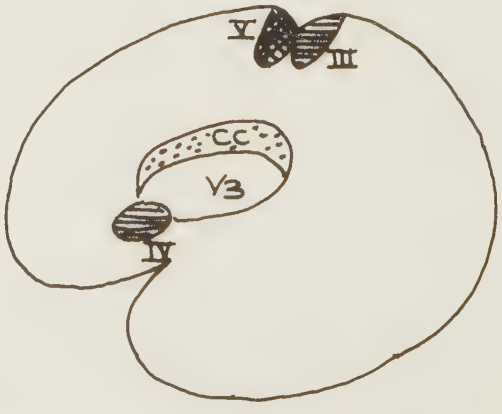
- L'ECORCE CEREBRALE : substance grise tapissant la surface des hémisphères cérébraux et composée de plusieurs couches ce cellules nerveuses.

- LES NOYAUX GRIS CENTRAUX : noyaux de cellules nerveuses disposés de façon symétrique au centre du cerveau. Ces noyaux comprennent les corps striés, le thalamus et l'hypo-thalamus.

- LA SUBSTANCE BLANCHE : sous jacente à l'écorce cérébrale elle est constituée de fibres de différents diamètres reliant différentes zones du cortex entre elles ou avec les noyaux centraux. Les deux hémisphères sont reliés par les fibres du corps calleux.



FACE EXTERNE HEMISPHERE GAUCHE



FACE INTERNE HEMISPHERE DROIT

On peut localiser sur l'écorce cérébrale des aires spécialisées sensorielles ou motrices.

Dans les zones sensorielles le cortex comprend surtout de petits neurones en forme de grains au voisinage desquels se terminent les fibres sensorielles venant du thalamus. On distingue notamment une zone visuelle (I) à l'extrémité du lobe occipital, une zone auditive (II) dans le lobe temporal à proximité de la scissure de Sylvius, et une zone de la sensibilité générale (III) dans le haut du lobe pariétal à proximité de la scissure de Rolando. La zone olfactive (IV) est située sur la face interne des hémisphères, dans une zone pauvre en neurones et proche de l'hypo-thalamus.

Les zones motrices sont localisées dans la partie supérieure du lobe frontal, le long de la scissure de Rolando, dans une région riche en neurones pyramidaux dont les dendrites s'épanouissent à la surface du cortex.

Le fonctionnement de ces structures peut être grossièrement schématisé de la manière suivante :

Les messages sensoriels sont centralisés par les noyaux gris centraux (thalamus pour la sensibilité consciente, hypothalamus pour les sensations) avant de parvenir au cortex. Seuls les messages olfactifs sont directement perçus par l'écorce.

L'intégration de ces divers messages, leur interprétation et l'élaboration des décisions, s'effectuent au niveau du cortex grâce aux multiples fibres qui eu relient les diverses zones.

Les ordres moteurs élaborés par l'écorce cérébrale sont centralisés par les noyaux gris centraux (corps striés pour la motricité gestuelle, hypothalamus pour le comportement affectif) avant d'être distribués vers la moelle.

A ces divers mécanismes s'ajoute une régulation (à partir du thalamus) de l'ensemble de l'activité corticale.

## 3.2 ELECTROGENESE CEREBRALE

Dans certaines conditions une cellule nerveuse est susceptible d'émettre, soit spontanément, soit à la suite d'une excitation incidente, un signal électrique appelé onde d'influx nerveux. L'intensité de ce signal, qui correspond à une brève dépolarisation de la cellule, se chiffre en millivolts et sa durée en milliseconde. Cette onde d'influx nerveux va se propager le long des fibres nerveuses et pourra stimuler les cellules voisines. Il s'agit là d'un processus électrique dynamique caractérisé par une propagation de signaux électriques.

Mais une cellule nerveuse oscille constamment, en fonction de son chimisme propre, et des diverses stimulations électriques qu'elle reçoit de l'extérieur, entre deux états extrêmes. Ces états sont

caractérisés par le degré de polarisation de la cellule, c'est à dire par la valeur de sa charge électrique de surface : à une surpolarisation correspond un état d'inhibition, à une dépolarisation correspond un état d'excitation (état dans lequel la cellule est apte à émettre des ondes d'influx nerveux). Les variations de polarisation de la cellule vont s'étendre par voisinage aux autres cellules, et cela que la cellule intéressée émette ou non des ondes d'influx nerveux. Il s'agit là d'un processus électrique statique analogue à la propagation d'un champ électrique.

ELECTRO ENCEPHALOGRAMME

Si l'on pose de larges électrodes directement sur le scalp d'un patient on peut recueillir un signal électrique d'une amplitude de quelques microvolts et dont la bande passante s'étend de 0 à 40 Hz environ. Ce phénomène électrique, découvert en 1929 par BERGER, est l'ELECTRO ENCEPHALOGRAMME.

Les fréquences dominantes de ce phénomène relativement lent sont de l'ordre de 10 Hz = la durée d'une période est donc de l'ordre de 100 ms, et sans commune mesure avec la durée d'une onde d'influx nerveux (de l'ordre de 1 ms). Ces ondes d'influx nerveux ne peuvent d'ailleurs être recueillies qu'en plaçant des microélectrodes directement dans le cortex cérébral.

Le signal EEG semble donc être plutôt lié aux variations de polarisation des neurones, et plus exactement aux variations de polarisation des dendrites des neurones de type pyramidal venant s'épanouir à la surface du cortex. Ce phénomène ne serait donc que le reflet d'une partie sans doute minime de l'électrogénèse cérébrale. De plus les signaux recueillis sur le scalp ont dû traverser une série de barrières physiologiques (liquide rachidien, tissus fibreux, tables osseuses, peau..) susceptibles d'en modifier les caractéristiques avant de parvenir aux électrodes.

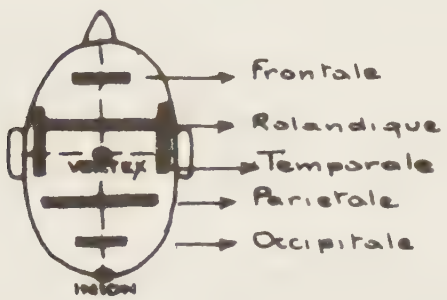
## 3.4 - ACTIVITES DE FOND DU SIGNAL E E G CHEZ LE SUJET NORMAL

La détection du signal EEG peut être MONOPOLAIRE ou BIPOLAIRE.

Dans le mode MONOPOLAIRE le signal est recueilli entre une électrode placée sur la région du crâne que l'on désire analyser, et une électrode dite de référence placée dans une zone neutre (par exemple le lobe de l'oreille) où l'on ne perçoit aucune activité cérébrale. Le signal recueilli est alors le reflet de l'activité d'une population de cellules nerveuses localisées dans la zone d'exploration de l'électrode. C'est ce montage qui a été adopté dans l'expérience S1.

Dans le mode BIPOLAIRE le signal est recueilli entre 2 électrodes placées en des points différents du scalp, puis amplifié par

un amplificateur différentiel. Le signal peut être alors considéré comme étant le reflet de l'activité des cellules situées entre les zones d'exploration des 2 électrodes considérées. C'est ce montage qui a été adopté dans les expériences S2 et S3.




Quelque soit le montage utilisé on recueille simultanément les signaux E E G en différents points du crâne.

Rappelons à ce sujet que la zone visuelle se trouve en région occipitale, la zone auditive en région temporale, la zone sensitive en région post rolandique et la zone motrice en région pré rolandique.

On constate dans ces conditions que le signal E E G présente un certain nombre d'activités de fond typiques, caractérisées par des fréquences fondamentales, et spécifiques d'un certain nombre de paramètres tels que la topographie (zone où le signal est recueilli), l'âge du sujet, son état physiologique...

Les activités de fond les plus caractéristiques et les plus fréquemment rencontrées sont les suivantes :

### 3.4.1 - RYTHME ALPHA

Cette activité, trés courante chez les sujets adultes, présente une allure sinusoidale dont la fréquence est comprise entre 8 et 12 Hz et dont l'amplitude, en détection bipolaire, se situe entre 20 et 60 microv. Ce rythme, qui apparaît au cours de la croissance vers l'âge de 6 ans, peut, selon les sujets être stable ou intermittent (on parle dans ce dernier cas de "bouffées" d'$\alpha$). Parfois, notamment chez les sujets jeunes, le rythme $\alpha$ détecté en région occipitale apparaît en surcharge d'une activité de fréquence beaucoup plus basse.

Le rythme $\alpha$ est surtout perçu en région occipitale et son amplitude tend à décroitre au fur et à mesure que la détection s'effectue plus en avant sur le crâne.

Cette activité, qui est essentiellement une activité de repos, tend à disparaître quand le sujet ouvre les yeux ou se livre à une activité intellectuelle.

### 3.4.2. - RYTHME BETA

Plus rarement observé que l'alpha, ce rythme présente également une allure sinusoidale dont la fréquence est comprise entre 12 et 22 Hz et dont l'amplitude se situe entre 5 et 30 microv.

Chez l'adulte au repos cette activité est trés bien détectée en zone rolandique et sur le vertex.

Ce rythme disparaît généralement quand le sujet est soumis à une excitation somesthésique (contraction des poings par exemple).

### 3.4.3 - RYTHME TETA

Il s'agit d'une activité beaucoup plus lente dont la fréquence est comprise entre 4 et 7Hz et dont l'amplitude peut atteindre 50 microv. Ce rythme, qui apparaît généralement d'une façon intermittente sous forme de bouffées, est assez diffus sur toute la surface du crâne, mais plus particulièrement perçu dans les régions temporales.

### 3.4.4 - RYTHME DELTA

Cette activité trés lente, dont la fréquence est comprise entre 0 et 3 Hz, trés diffuse et de grande amplitude ne se rencontre que chez les trés jeunes enfants.

Les formes d'activités précédemment décrites sont celles que l'on rencontre le plus couramment chez des sujets normaux en état de veille ou, à l'exception du rythme $\beta$, en état de sommeil.

En fait on observe également, mais plus rarement, bien d'autres activités caractéristiques, telles que le rythme en arceau (activité ayant la forme d'une succession d'arches, de fréquence comprise entre 6 et 10 Hz et dont la localisation et les caractéristiques de réactivité sont identiques à celles du rythme $\beta$), ou que les ondes LAMBDA (ondes à caractère transitoire apparaissant en région occipitale quand un sujet ouvre les yeux devant une lumière intense).

D'autres formes d'activités, telles que les "pointes-ondes" des épileptiques, sont elles caractéristiques d'un état pathologique.

L'état de sommeil présente également des formes d'activité trés spécifiques. Dans certaines phases du sommeil on retrouve bien des activités précédemment citées telles que les rythmes $\alpha$, $\theta$ ou $\delta$. Par contre certaines phases présentent des activités trés typiques telles que les "spindles", les "pointes vertex" ou les ondes "complexe K"...

## 3.5 - POTENTIELS EVOQUES

Les rythmes que nous venons de décrire brièvement sont les plus souvent détectés sur des sujets au repos ; ces signaux sont relativement stables en ce sens qu'il est possible de les observer durant des périodes de plusieurs secondes, voire de plusieurs minutes.

Il existe une autre catégorie de signaux électroencéphalographiques qui correspondent grossièrement à la réponse transitoire d'une zone donnée du cerveau à une stimulation physique. Ces signaux, qui ont donné lieu à de nombreuses études et au développement de matériels d'analyse spécialisés, sont appelés "potentiels évoqués".

Les potentiels évoqués sont des signaux de type transitoire, d'une durée de l'ordre de 200 ms., dont les amplitudes relativement faibles (2 à 10 microv. selon le rang des pics successifs qui constituent le signal) sont "noyées" dans les activités de fond du signal E E G. Pour détecter ces signaux on est obligé de recourir à des méthodes de sommation qui consistent à appliquer au sujet un train de stimulations et à améliorer le rapport signal/"bruit" en additionnant les potentiels successifs suivant une origine des temps qui correspond à l'instant de la stimulation.

Les potentiels évoqués sont en général d'autant plus apparents qu'ils sont détectés dans la zone sensorielle dont la spécialisation correspond à la nature physique de la stimulation utilisée. C'est ainsi que les potentiels évoqués visuels (stimulation par éclairs lumineux) sont surtout perçus dans la zone occipitale et sur l'inion, alors que les potentiels évoqués somesthésiques sont surtout apparents dans la zone post-rolandique. Seuls les potentiels auditifs ne suivent pas cette règle puisque, pratiquement inexistants en zone temporale, ils sont détectés dans les meilleures conditions sur le vertex.

# 4 HISTORIQUE ET CLASSIFICATION DES METHODES DE TRAITEMENT DU SIGNAL E.E.G.

## 4 - HISTORIQUE ET CLASSIFICATION DES METHODES DE TRAITEMENT AUTOMATIQUE DES ELECTROENCEPHALOGRAMMES.

C'est en 1875 que Richard CATON décrivit l'activité électrique d'un cerveau de chien et nota que même en l'absence de stimulations un galvanomètre relié à l'écorce cérébrale présentait des oscillations permanentes. Mais le développement pratique de l'électroencephalographie est dû à Hans BERGER qui, en 1929, réussit à enregistrer cette activité électrique à partir d'électrodes posées sur le scalp.

### 4.1 - ANALYSE SPECTRALE D'UNE VOIE EEG

L'examen visuel des tracés ainsi obtenus mit en évidence l'existence dans l'électroencephalogramme de l'homme d'un certain nombre de rythmes fondamentaux correspondant chacun à une bande de fréquences donnée et dont les caractéristiques (amplitude, fréquence, régularité) dépendaient des conditions physiologiques auxquelles était soumis le sujet et également de la zone du scalp où étaient placées les électrodes. C'est donc tout naturellement que la plupart des techniques d'analyse s'orientent vers une description (en termes d'amplitude, d'énergie, ou de déphasage entre voies) du contenu fréquentiel du signal EEG.

#### 4.1.1 - MESURE DIRECTE DE LA PERIODE ET DE L'AMPLITUDE D'UN RYTHME EEG.

Les méthodes d'analyse les plus immédiates, et qui sont encore actuellement les plus utilisées, consistent à effectuer manuellement un certain nombre de mesures ou de comptages directement sur le tracé. On peut ainsi estimer l'amplitude d'un rythme, sa fréquence (en comptant le nombre de maxima, ou de passages au niveau du potentiel zéro, présentés par le tracé durant une seconde) et sa régulartié (en mesurant le pourcentage de temps durant lequel le rythme est présent).

Durant les dernières années ces diverses méthodes d'analyse manuelle du signal ont été rendues automatiques et ont donné naissance à toute une famille d'analyseurs, ou de programmes de traitement sur ordinateur, qui ont pour ambition de décrire le signal EEG suivant les mêmes critères que ceux qu'utilise un clinicien. Ces méthodes d'analyse de fréquence, généralement appelées "période analysis" ou "zéro-crossing analysis"

ont notamment été développées par BURCH en 1957 (99) et par NETTLETON en 1964 (89). L'un des programmes les plus élaborés dans ce domaine est celui écrit par LEADER en 1967 (82)..

4.1.2 - FILTRAGE ANALOGIQUE

D'un point de vue historique c'est par des voies totalement différentes qu'a été abordée l'étude du signal EEG dans le domaine des fréquences. Dés 1932, DIETSCH utilisa l'analyse de FOURIER pour traiter ce signal ; mais cette méthode, appliquée manuellement, nécessitait un tel volume de calculs que le nombre de tracés ainsi dépouillés fut extrêmement faible et ne permit pas de tirer des conclusions quant à la validité de ce type d'analyse.

En 1938 GRASS et GIBBS (67) réalisèrent un système photoélectrique qui permettait d'effectuer avec une trés bonne résolution en fréquence l'analyse harmonique (abusivement appelée analyse de FOURIER) d'un signal EEG d'une durée de 30 secondes enregistré sous forme photographique sur une boucle sans fin. Malgré quelques résultats significatifs, tels que ceux obtenus par GIBBS en 1941 dans l'étude comparative des spectres de l'EEG d'un sujet normal et de celui d'un épileptique, les applications de ce type d'analyse spectrale furent jugées décevantes par GIBBS lui même qui écrivait en 1947 : "Much experimentation with the data finally leads to the conclusion that, although frequency analysis has advantages for revealing certain general features of the EEG, it is not satisfactory for clinical purposes. No index, either simple or complex, based on one or many spectra from a given case, can express the highly specific detailed information contained in the EEG".

La technique d'analyse utilisée par GRASS et GIBBS consistait à explorer le spectre d'un signal de durée limitée à l'aide d'un unique filtre à bande étroite. Cette méthode nécessitait un enregistrement préalable et ne permettait pas d'analyser simultanément le contenu de plusieurs bandes de fréquence. Ces impératifs d'exploitation étaient évidemment génants pour une utilisation de routine et l'on assista, quelques années plus tard, au développement d'une famille d'analyseurs spectraux permettant de suivre en temps réel l'évolution de l'amplitude (ou de la puissance) moyenne des composantes harmoniques du signal EEG correspondant à une série de bandes de fréquence jointives. Ces appareils utilisaient une batterie de filtres passe-bande dont les fréquences centrales étaient décalées les unes par rapport aux autres et dont le pouvoir de résolution était relativement faible (de l'ordre de 1 à 2 Hz.). La sortie de chaque filtre était reliée à un circuit d'intégration qui délivrait en quelque sorte une mesure moyenne courante. Ce type d'analyseur fut développé à l'origine par GREY-WALTER en 1943 (120) (121) et connut, sous diverses versions une grande diffusion. Les modifications apportées à cet analyseur par DROHOCKI en 1945 (47), par BALDOCK et GREY-WALTER en 1946 (9), par KNOTT en 1951 (78) (80), par ULETT en 1953 (109) et par SHIPTON en 1956 (103) concernaient essentiellement la technologie des filtres utilisés et donc leur pouvoir de résolution (réseaux résistance-capacité, filtres résonants, filtres hétérodynes) ainsi que celle des circuits d'intégration. Ce type d'analyseur fut largement utilisé, notamment pour rechercher sur des populations assez larges les correlations susceptibles d'exister entre

les tests de personnalité et les rythmes du tracé EEG. Mais, aussi paradoxal que cela puisse paraître, le principal écueil de cette méthode résidait dans la complexité des résultats obtenus. KNOTT écrivait à ce sujet en 1953 : "Forthe most part, the data from wave analyser investigations have been treated subjectively. This is to be deplored, for an instrument designed to complement visual analysis should not lead just to further visual analysis".

BENDAT et PIERSOL (24, p. 243 à 264), BLACKMAN et TUKEY (29, p. 25 à 28)

Malgré leur simplicité apparente l'utilisation des analyseurs faisant appel aux techniques de filtrage analogique passe-bande et l'interprétation des résultats qu'ils fournissent, exigent de multiples précautions ainsi que cela a été souligné par BURROW (38) et FORLIFER (60). L'information (amplitude ou puissance suivant les cas) délivrée dans une bande de fréquence par un analyseur à filtres analogiques est élaborée par un circuit comprenant un filtre passe-bande, éventuellement un opérateur d'élévation au carré (dans le cas d'une mesure de puissance) et un intégrateur qui dans la pratique est souvent constitué d'un filtre RC passe bas. Les difficultés de mise en oeuvre proviennent du fait que la réponse d'un tel analyseur n'est pas instantanée et dépend de la largeur du filtre passe-bande d'analyse et également de la constante de temps du circuit RC d'intégration. Si la durée du signal analysé est courte et si l'on désire obtenir une bonne résolution en fréquence, les erreurs dues au temps de réponse de l'appareil deviennent prohibitives et il est alors nécessaire d'enregistrer le signal sur un support en forme de boucle sans fin et de le faire circuler plusieurs fois devant le filtre d'analyse.

### 4.1.3 - FILTRAGE NUMERIQUE

Les techniques de filtrage analogique permettent donc, moyennant un certain nombre de précautions, de mesurer l'amplitude (ou la puissance) moyenne d'un signal dans une bande de fréquence donnée ; couramment utilisées pour la détermination des fonctions de densités spectrales de puissance (38) elles présentent l'inconvénient d'être insensibles aux variations de phase du signal analysé. Certaines méthodes plus récentes de filtrage numérique, développées notamment par GOODMAN en 1960 (64) et ORMSBY en 1961 (90) permettent, elles, de rendre compte des variations d'amplitude et de phase d'une composante de fréquence donnée d'un signal. Ces méthodes, longues et coûteuses, nécessitent l'utilisation d'un ordinateur et ont été peu utilisées en neurophysiologie sauf par ADEY et WALTER en 1963 (5) (2). Actuellement elles sont concurrencées par la méthode dite de "démodulation complexe" qui permet d'obtenir des résultats identiques à moindres frais : cette méthode développée par TUKEY en 1966 a été utilisée en 1968 par WALTER (113) pour l'analyse des rythmes spécifiques de l'EEG.

### 4.1.4 - METHODE DE DROHOCKI

Une approche totalement différente de l'analyse du signal EEG a été adoptée dés 1948 par DROHOCKI (48) (49) : cette technique originale, qui ne tient pas compte de la notion de fréquence, consiste à intégrer la valeur absolue de l'amplitude du signal jusqu'à ce que le résultat de cette intégration atteigne une valeur prédéterminée pour laquelle l'analyseur conçu par DROHOCKI délivre une impulsion qui est enregistrée sur le tracé.

Le paramètre caractéristique de ce type de mesure est le nombre d'impulsions délivrées pendant un intervalle de temps d'une durée donnée (de l'ordre de 20 secondes) : cette grandeur que l'on peut lire directement sur le tracé en regard de l'enregistrement du signal EEG a été essentiellement utilisée en recherche neuropharmacologique pour étudier les modifications lentes présentées par l'EEG d'un sujet soumis à une drogue. L'analyse statistique des distributions des valeurs successives de ce paramètre pendant des périodes de l'ordre de une heure, effectuée par DROHOCKI en 1967 (50), a récemment permis à DE BARBEYRAC et ETEVENON (10) et à ETEVENON (57) de mettre en évidence certains aspects du caractère aléatoire de l'EEG.

### 4.1.5 - DETERMINATION DE LA FONCTION D'AUTOCORRELATION

Nous avons déjà évoqué les difficultés d'exploitation propres aux analyseurs à filtrage analogique et qui sont dues aux temps de réponse des filtres d'analyse et des circuits d'intégration. Ces difficultés existent quelle que soit la nature du signal traité, et même si ce dernier est déterministe (signal résultant par exemple de la superposition d'un certain nombre d'oscillations sinusoidales de périodes différentes). Mais si le signal étudié est aléatoire la technique de mesure et l'interprétation des résultats deviennent encore plus délicates. Dans ce cas en effet, le résultat de la mesure n'est plus une simple moyenne mais une estimation au sens de la statistique : il convient alors d'associer à la notion de mesure la notion d'intervalle de confiance (intervalle dont la largeur, dans le cas d'une analyse de densité spectrale de puissance par filtres analogiques, est inversement proportionnelles à la bande passante du filtre d'analyse et au temps d'intégration (24, p. 260)).

Le fait de considérer l'EEG comme un signal aléatoire impose un certain nombre de contingences aussi bien du point de vue théorique (hypothèse de stationnarité par exemple) que du point de vue technique: c'est ainsi que dans le cas d'une analyse de densité spectrale de puissance à l'aide de filtres analogiques, il est nécessaire (24, p. 261) pour obtenir une estimation sans biais de déterminer la largeur des filtres passe-bande d'analyse, et donc le pouvoir de résolution de l'appareil, en fonction de la largeur du pic le plus étroit du spectre du signal analysé. Par contre cette technique de mesure permet une interprétation beaucoup plus réaliste des résultats d'analyse : on peut en particulier noter que bon nombre de disparités constatées dans les résultats d'analyses pectrales de signaux EEG de durée limitée (ce qui est le cas des traitements effectués à l'aide d'analyseurs à filtres qui procèdent à une intégration sur quelques dizaines de secondes) deviennent parfaitement explicables si l'on considère ces résultats comme des estimations d'une valeur ayant une certaine probabilité d'être située dans un intervalle de confiance dont les limites peuvent être calculées.

Dés 1946 WIENER (123, 124, 125) et Mary BRAZIER songèrent à appliquer à l'EEG les méthodes d'analyse des signaux aléatoires et notamment les techniques d'auto-correlation qui commencaient, à cette époque, à être utilisées dans d'autres disciplines telles que la mécanique des fluides (59) ou l'étude de la houle (102). Mais il fallut attendre la réalisation en 1953 par BARLOW et BROWN (12) d'un correlateur parfaitement adapté à l'étude de l'EEG pour que cette technique d'analyse puisse être pratiquée de façon intensive. Dans l'intervalle les études de correlation du signal EEG furent

réalisées manuellement ou à l'aide d'analyseurs conçus pour d'autres applications.

IMAHORI fut, en 1949, l'un des premiers à étudier sans l'aide d'aucun appareillage (71) la fonction d'auto-correlation d'un échantillon d'EEG. Et il est curieux de noter qu'en 1962 un autre chercheur japonais, SATO (100), proposait, alors que plusieurs types de correlateurs étaient déjà en service, un procédé original de calcul permettant de déterminer graphiquement la fonction d'autocorrelation d'un signal de durée limitée. Aux Etats-Unis les premières tentatives d'analyse du signal EEG par les techniques de correlation furent réalisées en 1951 par Mary BRAZIER et CASBY (36, 37) à l'aide d'un système conçu au M.I.T., qui comportait un dispositif de décalage de temps à ruban magnétique connecté à un opérateur digital. Cette technique de décalage de temps avait déjà été utilisée dans un appareil de mesure de correlation dans le temps destiné aux études de turbulence en mécanique des fluides. Cet analyseur, conçu par FAVRE en 1946 (59) permettait d'enregistrer simultanément deux signaux sur fils magnétiques et de les relire avec un décalage de temps relatif réglable par des moyens mécaniques. Aprés lecture et amplification les deux signaux convenablement décalés l'un par rapport à l'autre étaient appliqués respectivement aux plaques déflectrices verticales et horizontales d'un tube cathodique : on formait ainsi sur l'écran de ce tube une image statistique qui photographiée pendant un temps assez long était ensuite dépouillée par un procédé photométrique : si les phénomènes analysés étaient gaussiens les courbes d'égale luminosité étaient des ellipses dont le rapport d'axes était lié au coefficient de correlation pour le retard considéré, par une relation simple.

Plusieurs types de platines d'enregistrement magnétique équipées de dispositifs permettant de modifier la longueur de ruban comprise entre deux têtes de lecture (soit en créant une boucle de ruban de longueur réglable entre deux têtes fixes, soit en déplaçant l'une des têtes par rapport à l'autre) furent développées à cette époque. Ces platines permettaient d'enregistrer simultanément deux signaux X (t) et Y (t) et de décaler à la lecture, avec un retard réglable $\tau$ l'un des deux signaux par rapport à l'autre, et donc d'obtenir les fonctions X (t) et Y (t + $\tau$). Les correlateurs réalisés en associant aux circuits de lecture d'une telle platine un multiplicateur électronique et un intégrateur, présentaient l'inconvénient de ne pouvoir traiter qu'un seul point de la fonction de correlation à la fois. Pour réaliser un correlateur réellement automatique, il était nécessaire d'utiliser un support magnétique en forme de boucle fermée et de décaler automatiquement l'une des têtes de lecture à la fin de chaque cycle de lecture. L'analyseur développé en 1953 au M.I.T. par BARLOW et BROWN (11) (12) fut l'un des premiers correlateurs de ce type : cet appareil, organisé autour d'un tambour magnétique et d'un multiplieur analogique permettait de calculer des fonctions de correlation avec un décalage maximum de l'ordre de 1 seconde à partir d'échantillons de signal EEG d'une durée de 1 minute ; ces valeurs de retard maximum et de durée d'échantillon permettaient d'obtenir des résultats d'une stabilité trés suffisante si l'on se réfère aux travaux de MOLNAR (87), de BENDAT et PIERSOL (24, p. 206 à 208) ou de DANIEL (44).

Ce type d'analyseur fut utilisé en 1959 et 1960 par BARLOW (13), BARLOW et FREEMAN (14) et Mary BRAZIER (34) pour mettre en évidence

les composantes périodiques que pouvaient renfermer les tracés EEG de sujets normaux, et plus particulièrement pour étudier le rythme alpha. Les méthodes de correlation furent également utilisées pour étudier les dissymétries provoquées entre les signaux EEG recueillis sur les deux hémisphères cérébraux soit par des stimulations unilatérales (injection intracarotidienne unilatérale d'amytal par BARLOW en 1964 (15) ou stimulation calorique unilatérale du labyrinthe par LISKE en 1966 (83)) soit par une lésion cérébrale (Mary BRAZIER en 1960 (34).

Durant les cinq dernières années les techniques d'analyse dans le domaine des correlations furent considérablement améliorées grâce à la mise au point par différents constructeurs (S.A.I.P. et INTERTECHNIQUE en France, HEWLETT-PACKARD (95) et P.A.R. aux U S A) de correlateurs entièrement statiques, à technologie numérique ou hybride, permettant de calculer en temps réel une fonction d'auto ou de cross correlation. Ces analyseurs peuvent calculer simultanément 100 points (et même 1000 dans certains récents modèles) d'une fonction de correlation définie avec un retard maximum pouvant atteindre plusieurs secondes, et sur un temps d'intégration (durée de l'échantillon de signal traité) maximum de plusieurs centaines de secondes. En France ce type de correlateur fut étudié dés 1965 au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble par MAX (85) (58).

Parallèlement le développement des techniques de quantification du signal a permis dés 1961 de traiter sur ordinateur le calcul des fonctions de correlation du signal EEG (3).

Malgré ces différents développements techniques il apparut rapidement que <u>les fonctions de correlation du signal EEG étaient trés difficiles à interpréter</u>, notamment dés que le signal analysé présentait plusieurs composantes périodiques d'amplitudes différentes. De plus l'interdépendance existant entre les estimations des différents points, correspondant aux retards successifs, d'une fonction de correlation calculée à partir d'une réalisation de signal de durée limitée, rend pratiquement impossible le calcul de leurs intervalles de confiance respectifs. Cette situation a été résumée en 1958 par BLACKMAN et TUKEY (29, p. 6 et 7) dans les termes suivants : "Although a great deal of theoretical work has been done on the probability distribution of the serial correlation coefficients for gaussian stationary time series of finite length, with a view to the estimation of the confidence which may be placed upon practical results, the criteria which have been developed along this line are so complicated that it is extremely difficult to apply them in practice, where the joint distribution must be considered".

### 4.1.6 - <u>DETERMINATION DE LA DENSITE SPECTRALE PAR LA METHODE INDIRECTE</u>.

C'est en raison de ces difficultés d'ordre statistique (étudiées notamment par DAVENPORT en 1951 (45))que les techniques d'analyse du signal EEG à l'aide des fonctions de correlation ont été peu à peu abandonnées au profit des méthodes d'analyse de densité spectrale de puissance. On sait, d'aprés le théorème de BOCHNER (ou de WIENER-KINTCHINE), que la densité spectrale de puissance d'un signal peut s'obtenir par transformation de Fourier de sa fonction d'autocorrelation. Du point de vue in-

formation ces deux fonctions sont donc équivalentes. Néanmoins la densité spectrale de puissance d'un signal permet de mettre trés facilement en évidence (notamment en représentation logarithmique) l'existence des composantes périodiques de faible amplitude contenues dans le signal analysé : l'interprétation de cette fonction est donc beaucoup plus aisée que celle de la fonction d'autocorrelation. Par ailleurs l'étude théorique de la variabilité des estimations de la densité spectrale de puissance d'un échantillon de signal de durée limitée démontre que les estimations de cette fonction pour deux bandes de fréquence adjacentes sont indépendantes (ce qui n'est pas le cas, nous l'avons déjà souligné, des estimations de la fonction d'autocorrelation pour deux délais voisins). Cette supériorité de la densité spectrale de puissance sur la fonction d'autocorrelation a été résumée par BLACKMAN et TUKEY (29, p. X) dans le commentaire suivant : "Suitably spaced estimates of (smoothed) power spectral density fluctuate in a rather thoroughly independent manner. On the other hand, estimates of functions of lag (be they autocorrelations, autocovariances, or average values of $[X(t+\tau) - X(t)]^2$ have fluctuations which are so far from independence as to frequently fool almost anyone who examines tables or graphs of their values. From this point of view, also, the power spectrum has important advantages".

L'application à l'EEG des techniques d'analyse de densité spectrale de puissance a été développée dés 1961 à l'UCLA par ADEY et WALTER (3). La méthode utilisée était la méthode dite indirecte qui consiste à calculer la densité spectrale de puissance d'un signal par transformation de Fourier de sa fonction d'autocorrelation. Le traitement correspondant (programme BMD02T (28))relativement long et coûteux était effectué sur ordinateur en temps différé et appliqué aux données numériques préalablement obtenues par quantification du signal à analyser. Cette méthode d'analyse a donné lieu à un grand nombre d'études mathématiques approfondies de la part de différents auteurs et les précautions que nécessite sa mise en oeuvre aussi bien que les difficultés théoriques présentées par l'interprétation correcte des résultats qu'elle permet d'obtenir sont trés bien connues.

Les principales précautions concernent le choix du signal et celui de sa cadence de quantification : il importe en effet que le fragment de signal analysé vérifie l'hypothèse de stationnarité et que la valeur Fq de sa cadence de quantification soit au moins égale au double de la fréquence la plus élevée de son spectre. Un fragment de signal d'une durée égale à Tn ayant été ainsi choisi, la première phase du traitement consiste à quantifier ce fragment à une cadence convenable de façon à obtenir N valeurs numériques. On calcule ensuite une estimation de la fonction d'autocorrelation du signal jusqu'à un délai maximum égal à Tm, estimation qui est définie sur M points. La transformation de Fourier de cette estimation tronquée de la fonction d'autocorrelation du signal va permettre d'obtenir une estimation de sa densité spectrale de puissance dans une gamme de fréquences comprises entre 0 et Fq/2.

Une première difficulté, inhérente à cette méthode provient du fait que la troncature de la fonction d'autocorrelation introduit une limitation de la sélectivité spectrale : cette fonction n'ayant en effet été calculée que pour des valeurs du délai $\tau$ comprises entre - Tm et + Tm,

on suppose qu'elle est nulle en dehors de cet intervalle. La tranformation de Fourier est donc en fait appliquée à une fonction qui est le résultat du produit de la fonction d'autocorrelation non tronquée et d'une fonction h ($\tau$) égale à 1 dans l'intervalle (- Tm + Tm) et nulle en dehors de cet intervalle. Dans ces conditions le résultat de cette transformation est le produit de convolution de la densité spectrale de puissance du signal et d'une "fenêtre spectrale" H (f) qui est elle même la transformée de Fourier de la fonction h ($\tau$). Cette fenêtre spectrale à la même allure que la courbe de réponse en fréquence d'un filtre analogique, en ce sens qu'elle possède un lobe central et plusieurs lobes latéraux de faible amplitude, et qu'elle rend indistinctes deux fréquences séparées par un intervalle inférieur à la largeur du lobe central. La théorie des fenêtres spectrales a été particulièrement étudiée par TUKEY (29), et divers types de fonctions h ($\tau$) correspondant à des fenêtres H (f) possédant des lobes latéraux trés atténués ont été mis au point. Les fenêtres les plus utilisées (HANNING ou HAMMING) permettent d'obtenir une sélectivité de l'ordre de 1/Tm et sont particulièrement adaptées au calcul numérique en ce sens que l'opération de convolution se traduit par un simple lissage des composantes spectrales brutes obtenues par transformation de Fourier de la fonction d'autocorrelation tronquée. Dans la pratique cette transformation, appliquée sur une fonction d'autocorrelation définie sur M points pour des délais compris entre 0 et Tm, permet d'obtenir un spectre brut également défini sur M points pour des fréquences comprises entre 0 et Fq/2 avec un pas d'analyse égal à 1/2 Tm. Le lissage correspondant à l'opération de convolution est alors obtenu en effectuant une moyenne pondérée mobile sur des groupes de 3 composantes spectrales brutes successives : ce lissage permet d'obtenir une densité spectrale de puissance définie par M valeurs avec un pas égal à 1/2 Tm, mais où chaque composante correspond à une bande de fréquence dont la largeur est égale à 1/Tm.

La seconde difficulté consiste à déterminer les intervalles de confiance des estimations spectrales ainsi obtenues. Les travaux de TUKEY (29) aboutissent à la conclusion que la distribution de l'estimation d'une valeur de la densité spectrale de puissance convenablement lissée dans une bande de fréquences de largeur 1/Tm, obéit à une loi du $\chi^2$ avec un nombre de degrés de liberté égal à 2 Tn/Tm. Si ce nombre de degrés de liberté est suffisamment élevé, BENDAT et PIERSOL (24, p. 228) ont montré que le logarithme de chacune des estimations de densité spectrale de puissance obéissait à une distribution quasi gaussienne dont l'écart type était indépendant de la fréquence considérée et égal à $\sqrt{Tm/Tn}$. On constate donc que l'estimation d'une mesure de densité spectrale de puissance effectuée par la méthode indirecte à partir d'un fragment de signal d'une durée égale à Tn sera d'autant plus précise que le retard maximum Tm de la fonction d'autocorrelation sera court. Par contre la largeur de la fenêtre spectrale est inversement proportionnelle à ce même retard Tm : toute amélioration de la sélectivité en fréquence ne pourra donc se faire qu'au détriment de la précision des résultats, et vice versa.

L'étude la plus complète de la méthode indirecte de détermination de la densité spectrale de puissance d'un signal aléatoire est celle qui a été réalisée en 1958 par BLACKMAN et TUKEY (29). Cette méthode d'analyse a également été étudiée par WALTER en 1963 (111), par PARZEN en 1964 (92),

DURIEUX en 1964 (92), JENKINS en 1965 (73), BENDAT et PIERSOL en 1966 (24), FAUQUE, BERTHIER et MAX en 1968 (58). Dans le domaine de l'analyse du signal EEG le compromis sélectivité-précision évoqué ci-dessus a été étudié en 1965 par HORD, JOHNSON, LUBIN et AUSTIN (70). Les applications de cette méthode d'analyse au signal EEG, extrêmement nombreuses entre 1961 et 1967, ont été développées à l'UCLA par ADEY, WALTER et leurs collaborateurs en 1961 (3), 1963 (4), 1965 (2) (116), 1966 (118), 1967 (6) (119), et en France par CAILLE et ses collaborateurs en 1965 (40) et 1967 (39). L'application la plus sophistiquée de cette méthode a été l'étude en 1967 (6) de l'évolution des caractéristiques spectrales de l'EEG des astronautes durant le vol GEMINI 7 à l'aide d'une représentation originale sous forme de nappes des différents spectres successifs de chaque dérivation EEG.

La méthode indirecte de détermination de la densité spectrale de puissance d'un signal bénéficie donc d'un support théorique trés élaboré : néanmoins sa mise en oeuvre sur ordinateur est restée lourde et coûteuse tant en moyens (équipement de conversion analogique-numérique) qu'en temps de calcul puisque le calcul de la fonction d'autocorrelation qui est la phase la plus longue du traitement nécessite N. M multiplications. Toutefois cette méthode peut actuellement être réalisée en temps réel grâce à un appareillage qui associe un correlateur câblé à un transformateur de Fourier également câblé : de tels systèmes ont été étudiés dés 1968 au Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble (58) (86) et sont actuellement commercialisés par différents constructeurs (S.A.I.P. en France, P.A.R. aux U S A).

### 4.1.7 - DETERMINATION DE LA DENSITE SPECTRALE PAR LA METHODE DIRECTE.

En dépit de sa lourdeur la méthode indirecte resta, jusqu'en 1965, la procédure la plus économique permettant de calculer sur ordinateur la densité spectrale de puissance d'un signal aléatoire. En effet, le calcul de la transformée de Fourier d'un signal de durée limitée qui constitue une approche différente de la détermination du contenu fréquentiel d'un signal est une procédure encore plus coûteuse en temps de calcul.

Cette méthode de calcul, dite méthode directe, consiste à traiter une série de N mesures obtenues en échantillonnant à une cadence $Fq = 1/\Delta t$ un fragment de signal x (t) d'une durée Tn et à calculer N/2 échantillons complexes de la transformée, parfois appelée "spectre linéaire", du signal suivant l'algorithme :

$$Sx(k\Delta f) = Ax(k\Delta f) - j\,Bx(k\Delta f) = \frac{1}{N}\sum_{i=0}^{i=N-1} X(i\Delta t)\, e^{-j2\pi ki/N}$$

Les N/2 composantes complexes Sx (k $\Delta$ f) correspondent à des fréquences décalées de $\Delta f = 1/Tn$ depuis 0 jusqu'à Fq/2. Là encore il faut considérer que le signal x (t) initial n'est défini qu'entre 0 et Tn et qu'il est donc nécessaire d'effectuer une correction de fenêtre spectrale. Là encore cette correction revient en pratique à effectuer une moyenne pondérée mobile sur des groupes de 3 composantes Sx (k $\Delta$ f) successives (moyenne pondérée qui porte sur les termes réels et imaginaires, et non sur les termes module et phase). Ce lissage permet finalement d'obtenir un spectre $\hat{Sx}$ (k $\Delta$ f) défini par N/2 valeurs complexes avec un pas en fréquence égal à 1/Tn mais où chaque valeur correspond à une bande de fréquence de largeur 2/Tn.

Une estimation Ix (k $\Delta f$), parfois appelée "périodogramme" de la densité spectrale de puissance du signal peut alors être obtenue par la relation suivante :

$$Ix(k\Delta f) = \hat{A}_x^2(k\Delta f) + \hat{B}_x^2(k\Delta f) = \hat{S}x(k\Delta f).\ \hat{S}\overset{*}{x}(k\Delta f)$$

Mais ainsi que l'ont noté PARZEN en 1961 (91), TUKEY en 1961 (107), JENKINS en 1961 (72) et JONES en 1965 (75), les composantes successives du périodogramme sont des estimations de trés mauvaise qualité de la densité spectrale de puissance d'un signal aléatoire puisque la distribution de chacune de ces composantes obéit à une loi du $\chi^2$ possédant seulement 4 degrés de liberté. L'amélioration de la stabilité de ces estimations peut s'effectuer (au détriment de la sélectivité) de deux façons différentes.

La première méthode consiste à effectuer une moyenne pondérée (en utilisant une série de coefficients de pondération successifs répartis suivant une loi gaussienne) sur plusieurs valeurs successives de Ix (k $\Delta f$). Le résultat d'une telle moyenne est une nouvelle estimation de densitéspectrale de puissance obéissant à une répartition du $\chi^2$ dont le nombre de degrés de liberté est égal à 4 fois le nombre de termes Ix (k $\Delta f$) indépendants du périodogramme intervenant dans le calcul de cette moyenne. A cette amélioration de la stabilité dans un rapport donné correspond évidemment une déterioration de la sélectivité dans le même rapport. Cette méthode a notamment été utilisée par DUMERMUTH et FLUHLER (51) en 1967.

La seconde méthode, plus simple à mettre en oeuvre consiste à effectuer la transformée de Fourier de plusieurs fragments successifs du signal et à calculer la moyenne des périodogrammes Ix (k $\Delta f$) obtenus pour chaque fragment. L'amélioration de la stabilité apportée par cette méthode a été détaillée par ROTH (98, p. 5) en 1970.

La phase la plus longue d'un traitement utilisant la méthode directe est le calcul des N/2 valeurs complexes Sx (k $\Delta f$) de la transformée de Fourier du signal. Cette phase nécessite en effet $N^2/2$ calculs élémentaires comprenant chacun la multiplication d'un nombre réel par un nombre complexe et l'addition de deux nombres complexes. En termes d'opérations élémentaires chaque calcul nécessite 2 multiplications et 2 additions, soit pour l'ensemble de la transformation de Fourier $N^2$ multiplications et $N^2$ additions. Ces chiffres sont à rapprocher de ceux qui concernent la méthode indirecte où le calcul de la fonction d'autocorrelation, qui constitue la phase la plus longue du traitement, nécessite N.M multiplications et N.M additions.

Il est instructif de comparer les performances des deux méthodes sur un cas précis de dépouillement d'un fragment de signal EEG. Supposons que l'on veuille analyser un signal dont la durée est égale à 32 S. et la bande passante inférieure à 30 Hz, et obtenir la densité spectrale de puissance de ce signal avec un pas d'analyse de 0.25 Hz et une sélectivité en fréquence de 0.5 Hz. Quelque soit la méthode utilisée on va d'abord échantillonner le signal à une cadence supérieure à 60 Hz, soit par exemple 64 Hz. On obtiendra alors 32. 64 soit 2048 échantillons. Les paramètres du signal analysé sont donc Tn = 32 S., Fq = 64, N = 2048.

Si l'on utilise la méthode indirecte il est nécessaire de choisir une durée de correlation Tm égale à 2 S. afin d'obtenir, aprés la correlation de fenêtre spectrale de la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrelation une sélectivité de 1/Tm = 0.5 Hz. Les paramètres du calcul sont donc : Tm = 2 S. et M = 128, et la densité spectrale sera définie sur 128 points, entre 0 et 32 Hz, avec une définition de 0.25 Hz et une sélectivité de 0.5 Hz. Chaque estimation de densité spectrale obéit à une distribution du $\chi^2$ possédant 2 Tn/Tm soit 32 degrés de liberté. Enfin le calcul de la fonction d'autocorrelation qui est la phase la plus longue du traitement aura nécessité N x M, soit environ 260.000, multiplications et additions.

Si l'on utilise la méthode directe et la première procédure de lissage on calculera tout d'abord N/2, soit 1024, valeurs complexes de la transformée de Fourier du signal. Aprés correction de fenêtre spectrale de cette transformée on calculera un périodogramme défini sur 1024 points, entre 0 et 32 Hz, avec une définition de 1/32 Hz et une sélectivité de 1/16 Hz. La densité spectrale de puissance du signal sera ensuite obtenue en effectuant des moyennes pondérées sur des séries successives et entrelacées de 16 valeurs successives du périodogramme dont 8 seulement sont indépendants. Chaque estimation de la densité spectrale de puissance ainsi calculée obéit à une distribution du $\chi^2$ possédant 4 x 8, soit 32 dégrés de liberté. Le calcul de la transformée de Fourier, qui est la phase la plus longue de ce traitement, aura nécessité $N^2$, soit environ 4 millions de multiplications et d'additions.

Si l'on utilise la méthode directe et la seconde procédure de lissage on traitera non pas les 2048 mesures, mais 8 fragments successifs d'une durée de 4 S. et possédant chacun 256 mesures. Le traitement de chacun de ces fragments fournira 128 valeurs complexes de la transformée de Fourier et, aprés une correction de fenêtre spectrale, un périodogramme défini sur 128 points entre 0 et 32 Hz avec une définition de 1/4 = 0.25 Hz et une sélectivité de 2/4 = 0.5 Hz. Il suffira ensuite d'effectuer, point par point, la moyenne des 8 périodogrammes successifs pour obtenir une densité spectrale de puissance dont chacune des valeurs sera une estimation obéissant à une distribution du $\chi^2$ avec 32 degrés de liberté. Le calcul des 8 transformées de Fourier, qui est la phase la plus longue du traitement, nécessite $8.(256)^2$ soit environ 520.000 multiplications et additions.

On constate donc que, quelle que soit la procédure de lissage utilisée, la méthode directe de détermination de la densité spectrale de puissance d'un signal aléatoire exige un temps de calcul beaucoup plus élevé que la méthode indirecte.

### 4.1.8 -DETERMINATION DE LA DENSITE SPECTRALE PAR LA METHODE FFT

Ce défaut majeur de la méthode directe disparut quand, en 1965, deux mathématiciens américains COOLEY (de la firme IBM) et TUKEY (de la BELL-TELEPHONE) mirent au point un algorithme (43), nommé FAST FOURIER TRANSFORM (FFT) permettant d'accélérer dans de trés fortes proportions le calcul de la transformée de Fourier d'un signal. En effet, la méthode FFT permet de déterminer, à partir d'un échantillon de signal de N valeurs, les N/2 composantes complexes de sa transformée de Fourier moyennant N/2 $\log_2$ N

calculs élémentaires comprenant chacun une multiplication de deux nombres complexes, un changement de signe et deux additions de deux nombres complexes. En termes d'opérations élémentaires chaque calcul nécessite donc 4 multiplications et 4 additions, soit pour l'ensemble de la transformation de Fourier un nombre d'additions et de multiplications égal à $2N \log_2 N$. (chiffre qui est à rapprocher des $N^2$ multiplications et additions que nécessitait la méthode directe classique).

Depuis 1965 l'algorithme FFT a été modifié et perfectionné par différents chercheurs et notamment par FORMAN en 1967 (la méthode de FORMAN est décrite dans l'article (19) de BELLANGER et BONNAVAL) et par SINGLETON en 1967 et 1968 (Communications of the ACM, Octobre 1967 p. 647 à 654 et Novembre 1968 p. 773 à 799). Par ailleurs cette méthode de calcul a été décrite en détail par KLAHN et SHIVELY en 1968 (Electronics Avril 1968 p. 124 à 129), par BELLANGER et BONNAVAL en 1968 (19) et par BERGLAND en 1969 (26).

Mais il convient de noter que la FFT n'est qu'une procédure de calcul permettant de déterminer rapidement les échantillons complexes de la transformée de Fourier d'un signal = cette phase de calcul doit être suivie d'une correction de fenêtre (effectuée sur les termes réels et imaginaires) du calcul du"périodogramme" (somme des carrés des termes réels et imaginaires), puis enfin d'une opération de lissage (moyenne pondérée d'une série de valeurs du périodogramme correspondant à des fréquences successives, ou bien moyenne arithmétique de plusieurs périodogrammes obtenus à partir de fragments de signal successifs).

Les propriétés physiques (sélectivité, distribution statistique) des estimations de densité spectrale ainsi obtenues dépendent évidemment du mode de lissage utilisé et sont beaucoup moins bien connues que celles des résultats de la méthode indirecte. La littérature traitant de ce sujet est en effet imprécise ou discrète sur ces différents points (PARZEN en 1961 (91), TUKEY en 1961 (107), JENKINS en 1961 (72), JONES en 1965 (75), DUMERMUTH et FLUHLER en 1966 (51), BERGLAND en 1969 (26), ROTH en 1970 (98)). Cette méthode d'analyse spectrale tend néanmoins à se généraliser en raison du gain de temps qu'elle apporte, notamment, ainsi qu'on le verra plus loin, quand on a à effectuer des études de cohérence spectrale sur plusieurs signaux simultanés.

### 4.1.9 - COMPARAISON DES VOLUMES DE CALCULS PROPRES AUX METHODES INDIRECTE, DIRECTE et FFT.

La rapidité de cette méthode, dans le cas de l'analyse spectrale d'une seule voie, peut être mise en évidence par le tableau suivant :

CALCUL D'UNE ESTIMATION A 32 DEGRES DE LIBERTE
DE LA DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE D'UN SIGNAL
ECHANTILLONNE SUR N POINTS

NOMBRE D'ADDITIONS ET DE MULTIPLICATIONS
ELEMENTAIRES PROPRE A CHAQUE METHODE

| NOMBRE de x et + | METHODE \ N | 512 | 1024 | 2048 | 4096 | 8192 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| $N \cdot M$ | INDIRECTE Autocorrelation $M = N/16$ | $16{,}25\ 10^3$ | $65\ 10^3$ | $260\ 10^3$ | $1{,}04\ 10^6$ | $4{,}16\ 10^6$ |
| $N^2$ | TF DIRECTE Sur N points | $260\ 10^3$ | $1{,}04\ 10^6$ | $4{,}16\ 10^6$ | $16{,}6\ 10^6$ | $66{,}5\ 10^6$ |
| $8\left(\frac{N}{8}\right)^2$ | TF DIRECTE sur 8 fragments de N/8 points | $32{,}5\ 10^3$ | $130\ 10^3$ | $520\ 10^3$ | $2{,}08\ 10^6$ | $8{,}32\ 10^6$ |
| $\frac{1}{2} N \log_2 N$ | FFT DIRECTE Sur N points | $9{,}21\ 10^3$ | $20{,}48\ 10^3$ | $45\ 10^3$ | $98{,}3\ 10^3$ | $213\ 10^3$ |
| $8\left(\frac{2N}{8}\log_2\frac{N}{8}\right)$ | FFT DIRECTE sur 8 fragments de N/8 points | $6{,}14\ 10^3$ | $14{,}34\ 10^3$ | $32{,}8\ 10^3$ | $73{,}7\ 10^3$ | $163{,}8\ 10^3$ |

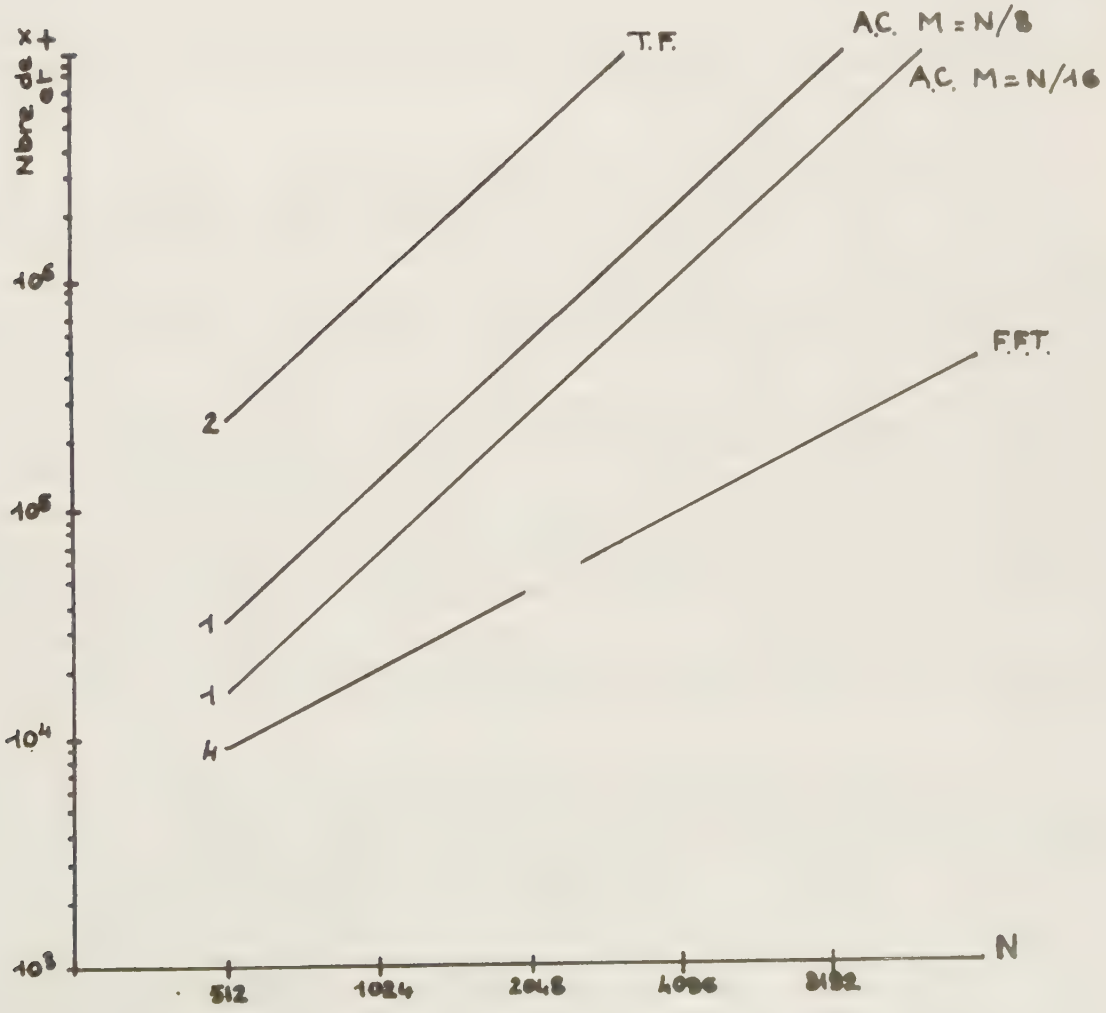
Il est nécessaire, pour comparer les temps de calcul des différentes méthodes, de préciser les conditions dans lesquelles on effectue le calcul par la méthode indirecte. En effet dans le cas de cette méthode le délai maximum de la fonction d'autocorrelation (c'est à dire le paramètre M) est lié au nombre d'estimations spectrales que l'on désire obtenir, et par même à la sélectivité et à la précision statistique de ces estimations spectrales. Dans le cas des méthodes directes il est par contre nécessaire de calculer les N/2 composantes complexes de la transformée de Fourier du signal, quelque soit le nombre d'estimations spectrales auquel on désire ensuite aboutir aprés lissage.

Le délai maximum avec lequel on calcule la fonction d'autocorrelation a été, dans le tableau précédent, fixé à N/16, ce qui revient à dire que le nombre de degrés de liberté des estimations de densité spectrale que l'on calculera ensuite est égal à 32.

Les nombres de multiplications et d'additions élémentaires réelles indiqués dans ce tableau concernent uniquement le calcul de la fonction d'autocorrelation dans le cas de la méthode indirecte, et le calcul des composantes complexes de la transformée de Fourier dans le cas des méthodes directes. Dans tous les cas les nombres d'opérations élémentaires nécessaires au calcul de la densité spectrale seraient légèrement différents.

La lecture de ce tableau permet de constater que la méthode la plus lente est la méthode 2 (transformée de Fourier classique) et que la plus rapide est la méthode FFT. On peut en particulier noter que la méthode 4 est 6 fois plus rapide que la méthode indirecte pour N = 2048, 10.5 fois plus rapide pour N = 4096 et 19.5 fois plus rapide pour N = 8192.

Les performances de ces différentes méthodes ressortent encore plus clairement dans l'abaque suivante :



Le calcul d'une densité spectrale à partir de l'algorithme de COOLEY-TUKEY, ou de celui de FORMAN (19, p. 965) qui est encore plus rapide, nécessite donc beaucoup moins de temps que la méthode indirecte.

Par contre les méthodes FFT exigent des zones de mémoire beaucoup plus vastes que la méthode indirecte. Le calcul d'une fonction d'autocorrelation nécessite un tableau de N mots et un autre de M mots, alors que la détermination d'une transformée de Fourier par une méthode FFT nécessite 3 tableaux de N mots dans le cas de l'algorithme de COOLEY-TUKEY et 5 tableaux de N mots dans le cas de l'algorithme de FORMAN. Si l'on ajoute à ces tableaux la zone de mémoire réservée au programme on aboutit à des limitations assez strictes de la taille des échantillons susceptibles d'être traités en machine = c'est ainsi qu'un calculateur possédant une mémoire de 8000 mots (ce qui est le cas du modèle standard du système programmé d'analyse spectrale HEWLETT-PACKARD Md. 5450) ne permet de traiter en mode FFT que des échantillons d'une taille inférieure à 1024 points (ou inférieure à 4096 points si la mémoire centrale du calculateur est portée à 16.000 mots). La méthode la plus courante pour traiter des échantillons d'une taille supérieure consiste alors à traiter des échantillons successifs et à effectuer la moyenne des densités spectrales de chacun de ces échantillons (méthode mentionnée à la ligne 5 du tableau comparatif des différentes méthodes d'analyse spectrale = un signal de 8192 points est traité en 8 fragments de 1024 points).

### 4.1.IO - OPERATEURS ELECTRONIQUES RFT ET FFT

Les méthodes directe d'analyse spectrale n'ont pas seulement donné lieu au développement d'algorithmes de calcul originaux et des programmes de traitement correspondants ; elles ont également conduit à la mise au point d'opérateurs électroniques câblés permettant de mettre en oeuvre ces algorithmes en temps réel.

La première réalisation dans ce domaine est sans doute l'analyseur TIME DATA 100 qui fut commercialisé en 1967. Cet appareil utilise la méthode "Rapid Fourier Transform" (RFT) qui fut mise au point par le mathématicien SLOANE = cette méthode consiste à multiplier un échantillon de signal (préalablement quantifié et stocké dans une zone de la mémoire de l'analyseur) par une série d'ondes sinusoidales et cosinusoidales générées par l'appareil pour une suite de fréquences successives et à intégrer le résultat de chaque produit. L'analyseur TIME DATA 100 permet ainsi d'obtenir en 1 seconde la densité spectrale de puissance d'un signal défini sur 1000 points et également d'effectuer la moyenne de plusieurs densités spectrales successives.

La méthode RFT, qui est en fait pratiquement une démodulation complexe (113) suivie d'une intégration dans le temps des termes réels et imaginaires obtenus en multipliant le signal par une onde cosinus et une onde sinus, est également utilisée dans l'analyseur "ATREEG" développé en 1968 par la CSF (27) spécialement pour l'analyse spectrale du signal EEG. Cet appareil permet de calculer en 1 seconde 100 raies (réparties de 0 à 25 Hz.) de densité spectrale à partir d'un échantillon de 400 points. Cette analyse peut être répétée de 4 à 32 fois afin d'obtenir une densité spectrale moyenne possédant une stabilité suffisante. En fait cet analyseur traite simultanément 3 voies EEG suivant les modalités que nous venons de préciser, et restitue les 3 spectres calculés sous une forme analogique-série directement sur 3 plumes

d'un enregistreur EEG. Les applications de cet appareil ont été décrites par CAILLE en 1970 (41).

Mais les opérateurs électroniques câblés les plus rapides sont ceux dont la logique correspond à l'algorithme FFT de COOLEY-TUKEY. Un opérateur de ce type fut développé en 1967 aux laboratoires de la BELL TELEPHONE par KLAHN et SHIVELY (ELECTRONICS 4 Septembre 1967 p. 40,ELECTRONICS 24 Juin 1968 p. 92 à 97). Cet opérateur permet d'obtenir en 30 ms. les composantes réelles et imaginaires d'un signal quantifié sur 1024 points. Des opérateurs du même type furent développés récemment par les firmes IBM (ELECTRONICS, 30 Octobre 1967, p. 26), SYLVANIA et RAYTHEON. La plupart de ces systèmes furent étudiés à des fins militaires et seul l'opérateur conçu par RAYTHEON (dispositif A.T.P.) fut commercialisé en 1970. Mais plusieurs firmes étudient actuellement des opérateurs de ce type et il est probable que le "FFT eur" constituera dans quelques années le moyen d'analyse spectrale le plus répandu. Il convient toutefois de noter que les opérateurs câblés utilisant l'algorithme FFT ne peuvent généralement pas être exploités tels quels et doivent (à l'encontre des systèmes du type TIME DATA 100) être intégrés dans un système de traitement comprenant un calculateur qui sera chargé d'une part de l'acquisition des mesures et d'autre part des opérations de correction de fenêtre, de calcul de densité spectrale et de lissage.

## 4.2 - DESCRIPTION DES PRINCIPAUX TYPES D'ANALYSEURS SPECTRAUX

Nous avons souligné, au début de ce chapitre, que la présence dans l'électroencephalogramme de l'homme d'un certain nombre de rythmes fondamentaux avait naturellement amené les chercheurs à utiliser des méthodes d'analyse spectrale. Et nous avons rapidement évoqué les différents appareils qui, de l'analyseur utilisé par GIBBS en 1938 aux "FFT eurs" numériques de nos jours, permirent d'effectuer ce type d'analyse.

Il nous semble maintenant particulièrement utile de faire le point en la matière et de décrire les différents types d'analyseurs spectraux existant actuellement sur le marché, ainsi que leurs avantages et inconvénients respectifs.

Nous distinguerons principalement les types d'analyseurs suivants :

- Analyseurs à compression de temps
- Analyseurs associant un correlateur à un transformateur de Fourier
- Analyseurs à FFT programmée
- Analyseurs à FFT câblée

### 4.2.1 - ANALYSEURS A COMPRESSION DE TEMPS

Nous avons, au début de ce chapitre, décrit deux types d'analyseurs spectraux utilisés respectivement par GREY-WALTER et GIBBS.

Les analyseurs du type de celui de GREY WALTER permettent d'effectuer une analyse spectrale en temps-réel grâce à une batterie de filtres passe bande identiques et convenablement décalés en fréquence les uns par rapport aux autres. Les analyseurs du type de celui utilisé par GIBBS effectuent une analyse différée à partir d'un enregistrement du signal sur un support en forme de boucle, enregistrement qui est relu à plusieurs reprises et analysé à l'aide d'un unique filtre passe bande dont on décale la fréquence centrale à chaque tour de boucle.

Supposons que l'on veuille effectuer, à l'aide de tels appareils, l'analyse spectrale d'un signal d'une durée de 5s et d'une bande passante de 0 - 100 Hz. La durée du signal devrait nous permettre d'obtenir une sélectivité de 0.2 Hz (= I/5) et une analyse rigoureuse nous amènerait donc à choisir 500 (= I00/0.2) points d'analyse.

Un analyseur du type GREY WALTER devrait dans ces conditions comporter une batterie de 500 filtres décalés de 0.2 Hz. Ces filtres devraient tous posséder une largeur de bande de 0.2 Hz et un gain identique : la réalisation d'un tel appareil est impossible tant sur le plan technique qu'économique.

Un analyseur du type de celui utilisé par GIBBS devrait, quant à lui, posséder une fenêtre de filtrage d'une largeur de 0.2 Hz susceptible d'être déplacée entre 0 et 100 Hz : un tel système est également impossible à réaliser. En outre l'analyse nécessiterait 500 opérations de lecture, soit un temps global de plus de 40 minutes (500 x 5s).

Supposons maintenant que l'on dispose d'un appareillage permettant de relire le signal à une vitesse 50.000 fois plus élevée que la vitesse d'enregistrement : dans ces conditions la bande passante du signal se trouverait transposée dans la bande 0 - 5 MHz (= $100 \times 5.10^4$), la largeur de la fenêtre d'analyse deviendrait égale à 10 KHz (= $0.2 \times 5.10^4$) et le temps global d'analyse serait réduit à 50 ms ($500 \times 5/5.10^4$). On saisit immédiatement sur un tel exemple (qui correspond d'ailleurs aux performances de l'analyseur UBIQUITOUS) les avantages apportés par les systèmes à compression de temps, systèmes qui ont été décrits du point de vue théorique par TOURNOIS en 1969 (106).

La compression de temps peut être réalisée à l'aide de techniques analogiques : c'est ainsi que l'on peut utiliser un enregistreur magnétique du type magnétoscope équipé d'une tête d'enregistrement classique permettant une vitesse d'enregistrement de 4.75 cm/s. et d'une tête de lecture tournante permettant une vitesse de lecture de 12 m/s. On atteint à l'aide de tels dispositifs des taux de compression de temps de l'ordre de 250 qui s'avèrentdans la pratique nettement insuffisants.

Les dispositifs DLTC (Delay Line Time Compression) qui utilisent des mémoires numériques circulantes permettent d'obtenir des taux de compression de temps beaucoup plus élevés. Le principe en est le suivant = aprés numérisation (échantillonnage et quantification) le signal est envoyé dans une mémoire numérique circulante bouclée ayant un temps de retard tel que les N échantillons contenus dans cette ligne défilent entre deux

instants successifs d'échantillonnage. Dans ces conditions un échantillon incident viendra s'inscrire dans la ligne immédiatement à la suite de l'échantillon précédent = la période d'écriture (qui est la période d'échantillonnage) sera donc égale à $(N + 1)\,\theta\,/N$ alors que la période de lecture est égale à $\theta/N$. Le facteur de compression ainsi réalisé est donc égal à N + 1. En fait il est impossible de multiplier ce taux de compression par un facteur P en inscrivant les échantillons du signal avec une période égale à la durée de P circulations = une telle augmentation du taux de compression se traduit évidemment par une diminution de la fréquence d'échantillonnage du signal.

Les mémoires circulantes les plus couramment utilisées parce que les plus économiques sont les lignes à retard à excitation piézo électrique (les registres à décalage à technologie MOS sont encore actuellement trop coûteux). Suivant les modèles les retards propres de ces lignes à magnétostriction varient de 50 µs pour les lignes à faible capacité (qui permettent de faire circuler 1000 bits à une fréquence de 20 MHz), à 10 ms pour les lignes à grande capacité (qui permettent elles de faire circuler 10.000 bits à une fréquence de 1 MHz).

Les analyseurs DLTC permettent généralement de stocker 1000 échantillons numériques de 8 bits et possédent donc une mémoire circulante d'un volume de l'ordre de 8000 bits.

Les appareils les plus sophistiqués (tels que l'UBIQUITOUS construit par FEDERAL SCIENTIFIC CORPORATION, le TIME DATA 100, le TIME DATA 90 et le GENERAL RADIO 1922) utilisent un codage binaire parallèle et une mémoire circulante constituée de 8 lignes rapides de 1000 bits mises en parallèle. L'acquisition la plus rapide (1 mesure a chaque circulation) s'effectuera dans ces conditions avec une période de 50 µs ce qui permettra d'analyser des signaux possédant une bande passante de 10 KHz.

Les appareils plus simples (tels que l'ATREEG de CSF) utilisent un codage binaire série et une mémoire circulante d'une capacité de 10.000 bits qui permettra de stocker 1250 échantillons de 8 bits. L'acquisition la plus rapide s'effectuera alors avec une période de 10 ms ce qui correspond à des signaux d'une bande passante de 50 Hz.

Le mode d'analyse des signaux comprimés délivré par le dispositif DLTC varie suivant les constructeurs. Certains, tels UBIQUITOUS et GENERAL RADIO 1922, retranscrivent en analogique le signal numérique délivré par la mémoire DLTC et utilisent ensuite un filtre analogique dont la fréquence centrale est automatiquement décalée toutes les deux circulations. Voyons comment s'effectuerait dans ces conditions l'analyse d'un signal du type EEG dans un analyseur UBIQUITOUS. Cet analyseur possède une mémoire circulante d'une capacité de 1000 échantillons et dont le temps de circulation est 50 µs. La bande passante choisie étant 0 - 100 Hz, l'échantillonnage s'effectuera à une cadence de 200 Hz, soit avec une période de 5 ms (ce qui revient à dire qu'on injectera un échantillon dans la mémoire toutes les 100 circulations). La durée du signal dépouillé sera égale à 5s. (5 x 200 = 1000 échantillons). L'analyse spectrale sera effectuée sur 500 points avec une sélectivité de 0.2 Hz et le temps d'analyse de chaque point sera égal à la

durée de 2 circulations, soit 100 µs. La durée totale de l'analyse sera donc de 50 ms.

Deux points importants méritent d'être notés. Le premier concerne la nature des résultats obtenus = une analyse par filtrage analogique ne fournit que l'amplitude des composantes spectrales étudiées. L'information portant sur la phase de ces composantes est perdue, ce qui constitue un inconvénient non négligeable. Le second point concerne la stabilité des résultats : calculer 500 amplitudes spectrales à partir d'un signal défini par 1000 échantillons n'a aucun sens si le signal étudié est aléatoire. Pour obtenir un résultat suffisamment stable il sera nécessaire de recommencer l'analyse sur plusieurs fragments de signal consécutifs et d'effectuer la moyenne des spectres de chaque fragment. Dans la pratique cela signifie que ces analyseurs devront être couplés à un intégrateur ou à un calculateur chargé d'effectuer la gestion des résultats.

Nous venons de décrire une famille d'analyseurs à technologie hybride qui utilisent le filtrage analogique comme mode d'analyse des signaux numériques stockés dans une mémoire à compression de temps. Il existe une autre famille d'analyseurs, à technologie entièrement digitale, où le mode d'analyse mis en oeuvre est purement numérique. Cette technique qui a été adoptée par TIME DATA (T.D. 100 et T.D. 90) et par CSF (ATREEG) consiste à multiplier point par point le signal numérique stocké dans la mémoire circulante par deux ondes sinusoidales décalées de 90° et quantifiées à la même cadence d'échantillonnage que le signal. La fréquence de ces ondes correspond là encore à une transposition de la fréquence d'analyse réelle (la fréquence est égale à la fréquence d'analyse réelle multipliée par le facteur de compression de temps). Les résultats de chacun des deux produits sont intégrés, ce qui permet finalement d'obtenir les composantes réelle et imaginaire de la raie considérée.

La durée du calcul de chaque raie correspond à celle d'un (ou plusieurs suivant le type d'appareil) cycle de lecture de la mémoire à circulation, et ce même calcul doit être effectué autant de fois qu'il y a de raies à étudier. C'est ainsi que l'analyseur TIME DATA 100 calcule en 1 seconde 1000 composantes spectrales à partir d'un signal défini sur 1000 échantillons, et que l'ATREEG calcule en 1 seconde 100 composantes spectrales à partir d'un signal défini sur 400 échantillons.

La longueur des fragments de signal traités étant limitée (400 points dans l'ATREEG, 1000 points dans le TIME DATA 100) il est nécessaire, si le signal est aléatoire, de traiter plusieurs fragments successifs et de calculer la moyenne des résultats obtenus sur chacun des fragments = moyenne qui est effectuée non pas sur les composantes réelle et complexe (98, p. 3 et 4) mais sur les termes amplitude et phase. On constate donc que dans ce cas encore il est nécessaire de disposer soit d'opérateurs numériques spécialisés, soit d'un calculateur, pour gérer tous ces calculs annexes. C'est ainsi que GENERAL RADIO diffuse un système (GR 1923) constitué par l'assemblage d'un analyseur TIME DATA 90 et d'un ordinateur PDP 11.

Quoiqu'il en soit, ce type d'analyseur utilisant un dispositif à compression de temps et un mode d'analyse numérique du type RFT

présente l'avantage de délivrer une information spectrale complète (sous forme complexe, ou sous la forme amplitude et phase), ce qui n'était pas le cas des analyseurs DLTC à technologie hybride.

### 4.2.2 - ANALYSEURS ASSOCIANT UN CORRELATEUR ET UN TRANSFORMATEUR DE FOURIER.

Nous avons déjà évoqué les études menées par le Centre d'Etudes Nucléaires de Grenoble (58) (85) (86), études qui aboutirent dés 1965 à la mise au point de correlateurs automatiques en temps réel (correlateurs donnant automatiquement et simultanément M points de la fonction de correlation correspondant à M retards différents), et en 1968, à celle d'un opérateur permettant d'effectuer la transformée de Fourier d'une fonction de correlation.

Si l'on revient à la définition de la fonction de correlation :

$$C_{xy}(\tau) = \frac{1}{T}\int_0^T x(t).y(t-\tau)\,dt$$

on constate qu'un correlateur automatique devra réaliser les fonctions suivantes :

- une fonction retard permettant d'obtenir y (t - $\tau$ ) à partir de y (t).
- une fonction multiplication permettant de réaliser le produit x (t). y (t - $\tau$ ).
- une fonction intégration réalisant $\int_0^T x\,(t).\ y\ (t - \tau\ )$.

Le seul moyen pratique permettent de réaliser la fonction retard consiste à transcrire le signal y (t) sous forme numérique et à le retarder à l'aide d'un registre à décalage possédant autant de positions que l'on désire de points de correlation.

La multiplication x (t). y (t - $\tau$ ) peut être réalisée soit sous forme numérique (INTERTECHNIQUE DIDAC, HEWLETT PACKARD 3721) et il est alors nécessaire de quantifier également le signal x (t), soit sous forme hybride (SAIP CTR 100, PAR 101).

Quant à l'intégration sa durée dépend de la largeur spectrale du signal. Si le signal étudié est à trés basse fréquence sa bande sera étroite et le temps d'intégration devra être élevé : dans ce cas il est plus sur d'effectuer l'intégration par des méthodes numériques. Si le signal étudié est à fréquence élevée on pourra généralement se contenter d'une durée d'intégration beaucoup plus courte et donc utiliser une technique de filtrage passe bas pour la réaliser.

Les analyseurs disponibles sur le marché permettent d'obtenir une fonction de correlation sur 100 points dont le retard incrémental (qui est lié à la cadence de fonctionnement du registre à décalage) varie suivant les modèles de I.5 ms.(correlateur numérique INTERTECHNIQUE DIDAC) à 250 ns. (correlateur hybride SAIP CTR 100). La valeur du retard incrémental minimum fixe la fréquence d'échantillonnage maximum du signal et donc la

bande passante maximum des signaux susceptibles d'être traités. C'est ainsi qu'un correlateur SAIP CTR 100 permettra de traiter des signaux possédant une bande passante de 1 MHz. Si ce même correlateur est associé à un transformateur de Fourier la bande passante des signaux traités pourra même atteindre 2MHz (dans l'optique d'un traitement spectral ultérieur une cadence d'échantillonnage deux fois supérieure à la fréquence la plus élevée du spectre est en effet suffisante).

Il est maintenant possible d'associer à un correlateur un opérateur (SAIP, PAR) susceptible d'effectuer la transformée de Fourier de la fonction de correlation, ce qui dans le cas d'une autocorrelation permet d'obtenir la densité spectrale du signal. Le transformateur de Fourier construit par SAIP (86, p. 231 à 248) permet de réaliser un tel traitement moyennant un temps de calcul de 20 µs par point, soit 20 ms pour une densité spectrale de 100 points.

Dans la mesure où le correlateur possède un dispositif d'intégration numérique (technique qui tend à se banaliser) un ensemble correlateur-transformateur de Fourier présente l'énorme avantage de pouvoir traiter des signaux d'une durée pratiquement illimitée et ce jusqu'à des fréquences de l'ordre de 1MHz.

Par contre la finesse des spectres ainsi obtenus reste encore faible (200 points), et cette technique, comme celle du filtrage analogique, ne permet pas d'obtenir les composantes réelles et imaginaires des raies spectrales étudiées, mais uniquement leur amplitude.

### 4.2.3 - ANALYSEURS A FFT PROGRAMMEE

Le développement de la méthode FFT a permis d'effectuer des analyses spectrales programmées à l'aide de systèmes organisés autour d'un petit calculateur scientifique et possédant d'une part des moyens d'acquisition de mesures (échantillonnage et quantification sur deux voies) et d'autre part des dispositifs de visualisation.

Le système de ce type le plus répandu est le HEWLETT PACKARD 5450 A. Ce système qui est organisé autour du calculateur HP 2116 B permet de calculer en I,4 s. par un programme FFT les 512 composantes complexes de la transformée de Fourier d'un signal défini sur 1024 points. Là encore il est nécessaire de traiter plusieurs fragments successifs, de calculer la densité spectrale sur chacun de ces fragments, et d'effectuer la moyenne des densités spectrales ainsi obtenues = un temps de calcul de 2.1s est nécessaire pour déterminer les 512 points de densité spectrale d'un échantillon de 1024 mesures et pour ajouter ces 512 valeurs à celles qui ont déjà été obtenues sur les fragments précédents.

Des systèmes équivalents légèrement plus performants ont été commercialisés par DIGITAL EQUIPEMENT (système PDP 11) et par COMPUTER SIGNAL PROCESSING (système CSS3 organisé autour d'un calculateur VARIAN 620): Le système CSS3 calcule en 400 ms. les 512 valeurs complexes de la transformée de Fourier d'un signal défini sur 1024 points.

On constate que tous ces équipements ne sont pas trés performants tant en ce qui concerne la rapidité de calcul que le volume des signaux traités. Néanmoins ils possèdent l'avantage d'être des analyseurs polyvalents grâce aux différents programmes de traitement (histogrammes, correlation...) dont ils disposent par ailleurs.

4.2.4 - ANALYSEURS A FFT CABLEE

Le FFTeur câblé est un opérateur électronique qui, associé à un calculateur scientifique enrichit en quelque sorte le répertoire d'instructions de ce dernier et lui permet d'effectuer à grande vitesse des calculs de transformation de Fourier. Le calculateur gère quant à lui toutes les opérations d'acquisition des données, transmet ces données au FFTeur, reçoit de ce dernier les composantes complexes de la transformée de Fourier et transforme ces termes complexes en paramètres amplitude et phase.

L'un des premiers systèmes de ce type fut conçu par la BELL TELEPHONE et utilisait un calculateur IBM 1800. Il permettait de calculer en 30 ms les 512 composantes complexes de la transformée de Fourier d'un signal défini sur 1024 points. Le FFTeur mis au point par la BELL en 1967 ne fut jamais commercialisé.

L'un des rares systèmes à FFT câblée disponible sur le marché est celui de la firme RAYTHEON = cet ensemble d'analyse comprend notamment un opérateur baptisé ATP (Array Transform Processor) et un calculateur RAYTHEON 706. Il effectue en 65 ms. le calcul des 512 composantes complexes de la transformée de Fourier d'un signal défini sur 1024 points.

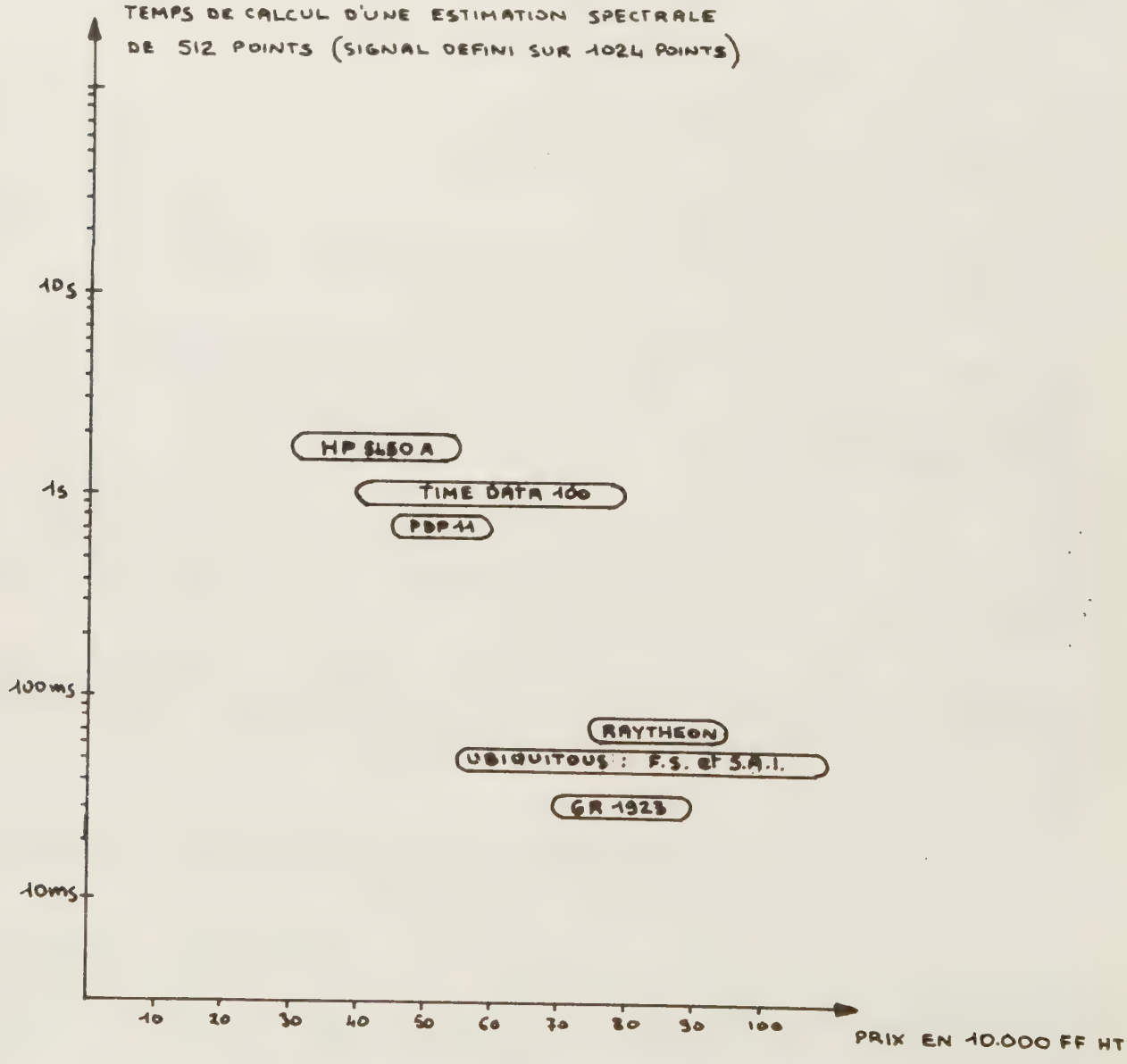
Cette nouvelle technique d'analyse concurrence directement les analyseurs DLTC utilisant l'algorithme RFT tels que le TIME DATA 100 et le GR 1923. Plusieurs firmes mettent actuellement au point des analyseurs à FFT câblée et il semble que ce procédé supplantera d'ici peu tous les autres modes d'analyse spectrale.

4.2.5 - RAPPORT PERFORMANCES / PRIX DES PRINCIPAUX TYPES D'ANALYSEURS SPECTRAUX COMMERCIALISES EN 1971.

Il nous a paru intéressant de résumer sur un diagramme les caractéristiques et les prix des différents systèmes d'analyse spectrale actuellement disponibles sur le marché. En fait nous n'avons retenu que les systèmes complets de traitement du signal susceptibles d'effectuer d'autres types d'analyse (correlations, histogrammes, extraction du signal d'un bruit).

La quasi totalité de ces systèmes sont organisés autour d'un calculateur : or les calculs du type histogramme ou extraction du signal d'un bruit se prêtent dans d'excellentes conditions au traitement programmé. Seules les analyses spectrales (et les correlations) nécessitent soit des programmes élaborés, soit des opérateurs électroniques. C'est pour cette raison que nous avons retenu comme critère de performance le temps requis par le calcul d'une analyse spectrale de 512 points à partir d'un signal de 1024 échantillons.

Les prix indiqués comportent une importante marge d'incertitude : en effet, pour un système donné, le prix peut passer du simple au double en fonction de la configuration choisie.




HP 5450 A : HEWLETT PACKARD, système entièrement programmé utilisant un programme FFT.

TIME DATA 100 : système entièrement câblé utilisant l'algorithme RFT.

PDP 11 : DIGITAL EQUIPMENT, système entièrement programmé utilisant un programme FFT.

RAYTHEON : système comportant un FFTeur câblé (ATP) et un calculateur.

F.S. et S.A.I. : FEDERAL SCIENTIFIC et SIGNAL ANALYSIS, gamme de systèmes utilisant un opérateur DLTC hybride et un calculateur.

GR 1923 : système GENERAL RADIO utilisant un opérateur câblé TIME DATA 90 et un calculateur PDP 11.

## 4.3 - ANALYSE DE DISTRIBUTION D'AMPLITUDE

Nous avons procédé, depuis le début de ce chapitre, à une sorte d'inventaire des méthodes d'analyse qui ont été appliquées à l'étude du signal EEG, et nous avons particulièrement mis l'accent sur les méthodes d'autocorrelation et de densité spectrale. En fait, d'autres méthodes, relevant également de la technique d'analyse des signaux aléatoires, ont été appliquées au signal EEG : parmi celles-ci nous citerons les analyses de distribution d'amplitude qui se sont montrées particulièrement fructueuses. En 1963 SAUNDERS (101) procéda à l'étude de la densité de probabilité d'amplitude du rythme $\alpha$ et montra que la distribution d'amplitude de ce rythme était pratiquement gaussienne et que celle de son enveloppe obéissait à une loi de RAYLEIGH : d'aprés cet auteur le rythme $\alpha$ présentait donc exactement les caractéristiques d'un bruit gaussien filtré par un filtre à bande étroite. En 1967, ADEY, ELUL et leurs collaborateurs confirmèrent ce point de vue (The cooperative behavior of neuronal populations during sleep and mental tasks, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1967, 23) et montrèrent qu'une stimultation externe ou une activité cérébrale telle que le calcul mental tendaient à effacer ce caractère gaussien du signal EEG, caractère qui semblerait donc être propre aux situations de repos. Notons enfin que du point de vue technologique les analyses de distribution d'amplitude sont particulièrement faciles à effectuer que ce soit sur calculateur ou à l'aide d'analyseurs du type "sélecteurs multi-canaux".

## 4.4 - ANALYSE SPECTRO-SPATIALE D'UN ENSEMBLE DE VOIES EEG

Toutes les méthodes d'analyse citées dans les pages précédentes (autocorrelation, densité spectrale, densité de probabilité d'amplitude...) permettent de décrire un signal, c'est à dire une voie EEG. Il est évidemment possible d'enregistrer plusieurs voies EEG à l'aide d'un enregistreur magnétique et de procéder, en différé, au même type d'analyse successivement sur les différentes voies = on obtiendra ainsi par exemple, les densités spectrales de plusieurs voies EEG. Une telle démarche est assez restrictive car elle consiste à considérer les signaux enregistrés au même instant en différents points du crâne comme autant d'entités indépendantes, alors que ces signaux proviennent tous d'un même "système" aussi complexe soit-il. Il est donc raisonnable d'appliquer à l'EEG des méthodes d'analyse plus globales permettant de mettre en évidence les relations susceptibles d'exister entre les différentes voies.

### 4.4.1 - TOPOSCOPE DE GREY-WALTER

Le premier chercheur ayant tenté de mettre en évidence l'aspect spatio-temporel du phénoméne EEG fut sans doute GREY-WALTER. Cet auteur développa en 1951 (122) un appareil baptisé "TOPOSCOPE" qui permettait de traiter 22 voies EEG. Cet analyseur disposait de 22 oscilloscopes xy reliés chacun en x à l'une des 22 voies, et en y à un signal de synchronisation qui pouvait être une horloge, soit un train de stimulation, soit même l'une des voies EEG. Chaque tube faisait donc apparaître la figure de Lissajou correspondant à la composition de la voie considérée et du signal de synchronisation, et permettait donc de voir si le signal étudié possédait une composante spectrale calée sur la même fréquence que celle du signal de synchronisation (et d'en mesurer le déphasage) ou sur une fréquence légèrement différente (et de mesurer dans ce cas l'écart de fréquence). L'exploitation d'un tel appareil était quasiment impossible en raison de la nécessité de filmer les 22 écrans pour pouvoir en dépouiller ultérieurement les informations.

### 4.4.2 - DETERMINATION DE LA FONCTION DE CROSSCORRELATION DE DEUX VOIES EEG.

Il fallut en fait attendre la mise au point de correlateurs automatiques pour assister au développement d'une méthode permettant de caractériser certains types d'intéractions existant entre deux voies EEG = il s'agit évidemment de la cross-correlation qui permet de définir, sous réserve de certaines hypothèses, les délais pour lesquels il existe un transfert d'énergie entre les deux zones d'où sont issus les signaux étudiés. Cette méthode qui permit notamment d'étudier les dissymétries existant dans certains cas entre les deux hémisphères fut principalement utilisée par BARLOW (13), BARLOW et FREEMAN (14), Mary BRAZIER (34), Mary BRAZIER et CASBY (37).

### 4.4.3 - FONCTION DE COHERENCE DE DEUX VOIES EEG

La cross correlation connut ensuite des développements identiques à ceux de l'autocorrelation = on appliqua en effet la transformation de Fourier à la crosscorrelation, opération qui permet d'obtenir une fonction baptisée densité spectrale croisée. Cette fonction est, dans le domaine des fréquences, l'équivalent de la crosscorrelation dans le domaine du temps. La densité spectrale croisée est un fonction complexe dont le terme phase $\Phi(f)$ caractérise le déphasage présenté aux différentes fréquences par les deux signaux x (t) et y (t).

La connaissance des densités spectrales de puissance G x (f) et G y (f) des deux signaux et celle du module $|G\ xy\ (f)|$ de leur densité spectrale croisée permet de calculer une fonction $|G\ xy\ (f)|^2 / G\ x\ (f)\ .\ G\ y\ (f)$ appelée COHERENCE : cette fonction dont les valeurs sont comprises entre 0 et 1 caractérise le degré de causalité liant aux différentes fréquences les deux signaux x (t) et y (t).

On trouvera dans un article de ROTH (98) une explication physique des fonctions de densité spectrale croisée et de cohérence, et dans l'ouvrage de BENDAT et PIERSOL (24) d'importants développements sur ce

sujet qui a été traité sur le plan théorique par GOODMAN (63) en 1957 et par ENOCHSON (55) et KOOPMANS (81) en 1964. La loi de distribution des estimations de cohérence obtenues à partir d'échantillons de durée limitée a été étudiée par ENOCHSON et GOODMAN en 1965 (56) et par BENDAT et PIERSOL (24, p. 213 à 215) ; la loi de distribution des estimations de déphasage a été étudiée par BENDAT et PIERSOL (24, p. 209 à 213).

Dans le domaine de l'EEG les analyses de cohérence ont été développées à l'UCLA : la méthode a été présentée par WALTER en 1963 (111) et par ADEY en 1965 (2). La vérification de l'hypothèse de linéarité, qui est nécessaire dans ce type de traitements a été abordée par WALTER et ADEY en 1966 (117). Enfin ces méthodes ont été, dans le domaine de l'analyse de l'EEG, mises en application en 1967 par ADEY, KADO et WALTER (6), par ELAZAR et ADEY (53), et par DUMERMUTH et FLUHLER (51).

Il convient de noter que les analyses de cohérence peuvent être menées soit par une méthode indirecte (transformation de Fourier des fonctions de correlation) soit par une méthode directe (transformation de Fourier des signaux, suivie d'un lissage des résultats). Ce type d'analyse étant particulièrement coûteux en temps de calcul, il est trés important de choisir la méthode la plus économique : c'est pour cette raison qu'il nous a paru particulièrement intéressant d'analyser les différentes phases de ces deux méthode afin de préciser la rapidité de chacune d'entre elles.

### 4.4.4 - DETERMINATION DE LA COHERENCE PAR LA METHODE INDIRECTE

La première phase de la méthode indirecte consiste à calculer la fonction d'autocorrelation de x (t), celle de y (t) et la fonction de cross correlation de x(t) et y (t). Cette phase qui est la plus longue du traitement, peut être schématisée de la façon suivante :

$$AC\,[x(t)] \longrightarrow C_{x\,x}(\tau)$$
$$AC\,[y(t)] \longrightarrow C_{y\,y}(\tau)$$
$$CC\,[x(t),\ y(t)] \longrightarrow C_{x\,y}(\tau)$$

La seconde phase consiste à calculer la transformée de Fourier des trois fonctions de correlation et à effectuer une correction de fenêtre sur les résultats.

$$TF\,[C_{xx}(\tau)] \longrightarrow G_{xx}(f)$$
$$TF\,[C_{yy}(\tau)] \longrightarrow G_{yy}(f)$$
$$TF\,[C_{xy}(\tau)] \longrightarrow G_{xy}(f) = R_{xy}(f) - j\,Q_{xy}(f)$$

La correction de fenêtre peut être effectuée en corrigeant, avant transformation de Fourier, les fonctions $C_{xx}(\tau)$, $C_{yy}(\tau)$ et $C_{xy}(\tau)$. Elle peut également être effectuée dans le domaine fréquentiel et dans ce cas cette correction s'applique aux termes $G_{xx}(f)$, $G_{yy}(f)$, $R_{xy}(f)$ et $Q_{xy}(f)$.

La dernière phase consiste à calculer l'amplitude $M_{xy}(f)$ et la phase $\Phi_{xy}(f)$ de la densité spectrale croisée $G_{xy}(f)$, puis la fonction de cohérence.

$$M\,xy\,(f) = \sqrt{R^2\,xy\,(f) + Q^2\,xy\,(f)}$$
$$\Phi\,xy\,(f) = ARC\,TG\left[Q\,xy\,(f) / R\,xy\,(f)\right]$$
$$\gamma^2 xy\,(f) = M^2\,xy\,(f) / G\,xx\,(f) \cdot G\,yy\,(f)$$

4.4.5 - DETERMINATION DE LA COHERENCE PAR LA METHODE DIRECTE

La première phase de la méthode directe consiste à calculer les transformées de Fourier des signaux x (t) et y (t) et à effectuer une correction de fenêtre sur les résultats.

$$TF\left[x\,(t)\right] \longrightarrow S\,xx\,(f) = A\,xx\,(f) - j\;B\,xx\,(f)$$
$$TF\left[y\,(t)\right] \longrightarrow S\,yy\,(f) = A\,yy\,(f) - j\;B\,yy\,(f)$$

La correction de fenêtre peut être effectuée en corrigeant, avant transformation de Fourier les fonctions x (t) et y (t). Elle peut également être effectuée dans le domaine fréquentiel et dans ce cas cette correction porte sur les termes A xx (f), B xx (f), A yy (f) et B yy (f).

La seconde phase consiste à calculer les périodogrammes directs et croisé des fonctions x (t) et y (t).

$$I\,xx\,(f) = S\,xx\,(f) \cdot S^{*}xx\,(f) = A^2_{xx}\,(f) + B^2_{xx}\,(f)$$
$$I\,yy\,(f) = S\,yy\,(f) \cdot S^{*}yy\,(f) = A^2_{yy}\,(f) + B^2_{yy}\,(f)$$
$$I\,xy\,(f) = S\,xx\,(f) \cdot S^{*}yy\,(f) = \left[A\,xx\,(f).\,A\,yy\,(f) + B\,xx\,(f).B\,yy\,(f)\right] - j\left[A\,yy\,(f).\,B\,xx\,(f) - A\,xx\,(f).B\,yy\,(f)\right]$$

La troisième phase consiste à effectuer un lissage sur chacun des périodogrammes. Ce lissage peut être effectué soit en réalisant une moyenne pondérée sur plusieurs valeurs successives du périodogramme (51) soit en traitant plusieurs fragments de signaux successifs et en calculant la moyenne des résultats obtenus sur chaque fragment (98). Si nous notons l'opération de lissage par le signe $\overline{(\quad)}$, on obtient :

$$G\,xx\,(f) = \overline{\left[A^2\,xx\,(f) + B^2\,xx\,(f)\right]}$$
$$G\,yy\,(f) = \overline{\left[A^2\,xx\,(f) + B^2\,yy\,(f)\right]}$$
$$Q\,xy\,(f) = \overline{\left[A\,yy\,(f)\,B\,xx\,(f) - A\,xx\,(f)\,B\,yy\,(f)\right]}$$

Le calcul des fonctions M xy (f), $\Phi$ xy (f) et $\gamma^2$ xy (f) s'effectue ensuite comme dans le première méthode.

Reportons nous maintenant au tableau du paragraphe 4.1.9. On a constaté que le calcul de la densité spectrale de puissance d'un signal défini sur $1024$ points nécessitait, pour obtenir un résultat à 32 degrés de liberté, $65.10^3$ opérations élémentaires par la méthode indirecte et $20.5\ 10^3$ opérations élémentaires par la méthode FFT. La méthode FFT s'avérait donc dans ce cas 3 fois plus rapide que la méthode indirecte.

Supposons maintenant que nous ayons à effectuer un calcul de cohérence sur 2 signaux x (t) et y (t). La méthode indirecte nécessitera

le calcul de 2 fonctions d'autocorrelation et d'une fonction de cross correlation = le nombre d'opérations élémentaires sera alors égal à 4 x 65 $10^3$. La méthode directe nécessitera le calcul de 2 FFT, soit 2 x 20,5 $10^3$ opérations élémentaires. La méthode FFT s'avèrerait dans ce cas 6 fois plus rapide que la méthode indirecte. On vérifierait aisément que pour 3 voies elle serait 9 fois plus rapide, pour 4 voies 12 fois plus rapide... etc.

La FFT devient donc une technique pratiquement nécessaire quand on désire calculer des cohérences multiples, type d'analyse qui ne peut être systématisé que par l'emploi de calculateurs équipés de FFTeurs câblés.

### 4.4.6 - ANALYSE SPECTRALE GENERALISE

Le calcul de cohérence que nous venons d'évoquer convient à l'étude des systèmes linéaires ne possédant qu'une entrée et une sortie. Et dans ce cas il est possible de fournir (98, p. 5 à 8) une interprétation physique de ce paramètre.

Dés qu'un système possède un nombre plus important de sorties, ce qui est le cas du phénomène EEG, il devient nécessaire de faire appel à des méthodes plus sophistiquées, méthodes qui ont été mises au point par GOODMAN en 1963 (65) et 1965 (66) et vulgarisées par BENDAT et PIERSOL en 1966 (24, p. 105 à 122; p. 230 à 237).

Si le système possède N sorties, cette méthode consiste tout d'abord à calculer la matrice complexe Gjk des densités spectrales du système. Cette matrice possède N lignes et N colonnes ; ses termes de la forme Gjj sont réels et correspondent aux densités spectrales directes, alors que les termes de la forme Gjk sont complexes et correspondent aux densités spectrales croisées. La deuxième phase de l'analyse consiste à calculer la matrice $G^{jk}$ inverse de Gjk. A partir de ces deux matrices on calcule ensuite les paramètres suivants :

### 4.4.7 - COHERENCE MULTIPLE

Les cohérences multiples sont au nombre de N. Chacun de ces paramètres caractérise le degré de causalité liant une voie donnée à l'ensemble des (N - 1) autres voies. La cohérence multiple de la voie j est donnée (65) par la formule :

$$CMj = 1 - \left[1 / Gjj \cdot G^{jj}\right]$$

### 4.4.8 - COHERENCE CONDITIONNELLE

Les cohérences conditionnelles sont les éléments d'une matrice à N lignes et N colonnes. L'élément ij de cette matrice caractérise le degré de causalité qui lie le signal i au signal j si l'on suppose que ces deux signaux sont complètement indépendants de l'ensemble des (N - 2) autres. La cohérence conditionnelle du signal i par rapport au signal j est donnée (65) par la formule :

$$CCij = G^{ij} / \sqrt{G^{ii} \cdot G^{jj}}$$

Les analyses de cohérences multiples et conditionnelles sont évidemment trés lourdes à mettre en oeuvre. Dans le domaine du signal EEG ces méthodes ont été utilisées en 1965 par WALTER et ADEY (116), et par WALTER et ses collaborateurs (118).

## 4.5 - ANALYSE DES POTENTIELS EVOQUES

On en saurait clore un chapitre consacré aux méthodes d'analyse du signal EEG sans citer les études de potentiels évoqués. Nous avons vu dans le chapitre consacré aux caractéristiques du signal EEG que ces potentiels correspondaient grossièrement à des réponses transitoires émises par certaines zones du cortex en réponse à une stimulation externe.

Ces signaux ont une trés faible amplitude et sont noyés dans le "bruit de fond" constitué par l'EEG spontané. Pour les détecter on est obligé de soumettre le sujet à une série de N stimulations, de recueillir les N réponses correspondantes et de les additionner : un tel traitement (qui n'est pas autre chose en fait que le calcul de la cross correlation du signal EEG et du train de stimulation), permet de multiplier par N le niveau de la réponse et par $\sqrt{N}$ le niveau du bruit, et donc d'améliorer d'un facteur égal à $\sqrt{N}$ le rapport signal / "bruit".

En 1958 CLARK mit au point au M.I.T l'analyseur ARC (Average Reponse Computer) qui était particulièrement adapté à ce type de traitement. Par la suite les sélecteurs multicanaux utilisés en énergie nucléaire s'avérèrent bien adaptés à ce genre d'analyse moyennant la connexion à l'entrée de ces sélecteurs d'un échantillonneur et d'un convertisseur tension fréquence. Signalons à ce sujet l'article de BONNET (33) qui indique un procédé de suréchantillonnage permettant d'améliorer le rapport signal / bruit.

Plus récemment des systèmes organisés autour d'un calculateur (tel le LAB 8 de DIGITAL EQUIPMENT) permirent de procéder à une analyse plus fine et de calculer notamment les 3 fonctions suivantes :

$$m_j = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{i=N} X_{ij} \qquad s_j = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{i=1}^{i=N}(X_{ij}-m_j)^2} \qquad t_j = \frac{1}{(N-1)s_j^2}\sum_{i=1}^{i=N}(X_{i+1,j}-X_{ij})^2$$

Le paramètre mj est la valeur du potentiel moyen au j° échantillon de ce dernier.

Le paramètre sj caractérise la dispersion autour de la valeur mj. On peut en particulier préciser que la vraie valeur de mj a 95% chance d'être située entre les valeurs $m_j + \frac{2s_j}{\sqrt{N}}$ et $m_j - \frac{2s_j}{\sqrt{N}}$ (ceci en supposant que le bruit de fond constitué par l'EEG spontané a une répartition gaussienne).

Le paramètre tj permet de constater si le sujet ne s'habitue pas aux stimulations, c'est à dire si la réponse évoquée à la i° stimulation ne diffère pas de la réponse à la première stimulation.

L'étude des potentiels évoqués a donné lieu à une trés abondante littérature et nous ne citerons que le nom de REMOND (94) qui a publié des études trés originales sur ce sujet.

# 5 ASPECTS PRATIQUES DE L'ANALYSE DE FOURIER

## 5 - ASPECTS PRATIQUES DE L'ANALYSE DE FOURIER

### 5.1 - SERIE DE FOURIER : ANALYSE D'UNE FONCTION x (t) PERIODIQUE

La fonction x (t) périodique de période T telle que $f_o = \frac{1}{T}$ peut s'écrire :

$$x(t) = \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} Sx(Kf_o)\ e^{2\pi j K f_o t}$$

$$Sx(Kf_o) = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} x(t)\ e^{-2\pi j K f_o t}$$

$Sx(Kf_o)$ est le spectre de fréquence du signal x (t) = il s'agit d'une fonction essentiellement discontinue puisque définie uniquement pour les valeurs entières (négatives et positives) de l'indice K.

Le spectre de fréquence d'une fonction périodique de période T est donc composé de "raies" dont l'écart sur l'axe des fréquences est égal à $\frac{1}{T}$.

Ces raies sont généralement complexes et peuvent donc être définies soit par les valeurs de leurs parties réelles A $(Kf_o)$ et imaginaires B $(Kf_o)$, soit sous forme polaire en termes de module M $(Kf_o)$ et de phase $\theta$ $(Kf_o)$ :

$$Sx_K = A_K - j\ B_K \qquad Sx_K = M_K\ e^{-j\theta K}$$

$$A_K = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} x(t)\cos(2\pi K f_o t)\,dt \qquad M_K = \sqrt{A^2_K + B^2_K}$$

$$B_K = \frac{1}{T}\int_{-T/2}^{+T/2} x(t)\sin(2\pi K f_o t)\,dt \qquad {}_K = \text{ARC TG}\left(\frac{B_K}{A_K}\right)$$

Le spectre de fréquence Sx $(Kf_o)$ que l'on vient de décrire

est une fonction mathématique définie pour des fréquences positives et négatives = dans la pratique on considère généralement un spectre de fréquence physique défini uniquement pour les fréquences positives.

La décomposition en série de Fourier de la fonction x (t) peut s'écrire sous la forme suivante :

$$x(t) = \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} M_K \, e^{-j\theta K} \, e^{2\pi jKf_o t} = \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} M_K \, e^{j(2\pi Kf_o t - \theta_K)}$$

Si l'on considère les relations de symétrie suivantes :

$$A_K = A_{-K} \text{ et } B_K = -B_{-K} \quad \text{ou} \quad M_K = M_{-K} \text{ et } \theta_K = -\theta_{-K}$$

x (t) peut se mettre sous la forme suivante :

$$x(t) = M_o + \sum_{K=1}^{K=+\infty} 2 M_K \cos(2\pi Kf_o t - \theta_K)$$

ou encore :

$$x(t) = A_o + \sum_{K=1}^{K=+\infty} 2 \left[ A_K \cos(2\pi Kf_o t) + B_K \sin(2\pi Kf_o t) \right]$$

## 5.2 - INTEGRALE DE FOURIER : ANALYSE D'UNE FONCTION x (t) NON PERIODIQUE ET DEFINIE DE $-\infty$ A $+\infty$

L'intégrale de Fourier se déduit de la série de Fourier en considérant une fonction périodique dont la période T tend vers l'infini. Dans ces conditions l'intervalle de fréquence, égal à 1/T, qui séparait deux raies successives de la série de Fourier tend vers zéro et le spectre de raies tend vers un spectre continu.

Compte tenu d'un certain nombre d'hypothèses de validité, on montre que x (t) peut s'écrire :

$$x(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} Sx(f) \, e^{2\pi jft} \, df$$

$$Sx(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \, e^{-2\pi jft} \, dt$$

Sx (f) est le spectre de fréquence du signal x(t). Cette fonction est continue et définie pour les fréquences positives, nulle et négatives. Elle est en général complexe et peut donc être décrite en termes

de partie réelle A (f) et imaginaire B (f), ou en termes de module M (f) et de phase $\Theta(f)$ =

$$Sx(f) = A(f) - j\,B(f) \qquad Sx(f) = M(f)\, e^{-j\Theta(f)}$$

$$A(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \cos(2\pi ft)\, dt \qquad M(f) = \sqrt{A^2(f) + B^2(f)}$$

$$B(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) \sin(2\pi ft)\, dt \qquad (f) = \text{ARC TG} \left(\frac{B(f)}{A(f)}\right)$$

Une autre fonction trés utilisée en analyse spectrale est la densité spectrale de puissance G (f) qui est égale au carré du module M (f) que nous venons de définir.

Nous verrons dans le paragraphe suivant (propriété de translation) que la transformée de Fourier d'un signal x (t) et celle du même signal x (t - a) décalé dans le temps ont le même module mais des phases différentes, ce qui revient à dire que ces deux transformées de Fourier ont la même énergie mais que cette énergie est distribuée différemment suivant les termes réels et imaginaires. La description de Sx (f) par les valeurs de ses termes réels et imaginaires est donc délicate, puisque ces valeurs dépendent de l'origine des temps de la fonction x (t). C'est pour cette raison que l'on préfère décrire le spectre de fréquence en termes de module et phase, ou plus généralement en terme de densité spectrale de puissance.

$$G(f) = Sx(f).\, Sx^{*}(f) = \left[A(f) - j\,B(f)\right] . \left[A(f) + j\,B(f)\right] = A^2(f) + B^2(f)$$

La fonction G (f) est une fonction réelle.

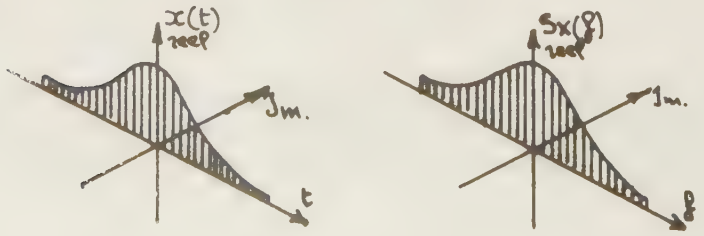
## 5.3 - PROPRIETES DE LA TRANSFORMEE DE FOURIER

### 5.3.1 - PROPRIETE DE LINEARITE

La transformée de Fourier est une opération linéaire :

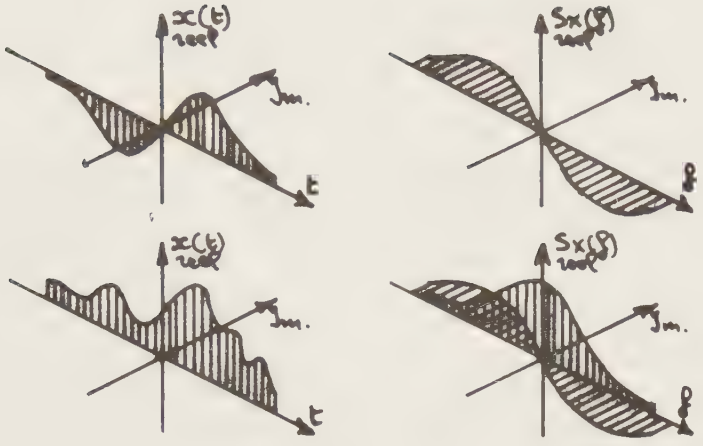
$$\left.\begin{array}{l} x(t) \rightleftharpoons Sx(f) \\ y(t) \rightleftharpoons Sy(f) \end{array}\right\} \; a\,x(t) + b\,y(t) \rightleftharpoons a\,Sx(f) + b\,Sy(f)$$

### 5.3.2 - PROPRIETES DE PARITE




x (t) réelle et paire

Sx (f) réelle et paire




x (t) réelle et impaire

Sx (f) imaginaire et impaire

x (t) réelle quelconque

partie réelle de Sx (f) paire
partie imaginaire de Sx (f) impaire

Nous avons résumé ci-dessus les trois cas pratiques correspondant aux fonctions x (t) réelles.

5.3.3 - PROPRIETE DE SIMILITUDE

$$x(t) \rightleftharpoons Sx(f) \qquad \text{entraine :}$$

$$x(at) \rightleftharpoons \frac{1}{|a|} Sx(f/a)$$

Une contraction de l'échelle des temps entraine une dilatation de l'échelle des fréquences et inversement. Cette propriété est mise en application dans les analyseurs à compression de temps (DLTC).

5.3.4 - PROPRIETE DE TRANSLATION

$$x(t) \rightleftharpoons Sx(f)$$

$$x(t-a) \rightleftharpoons e^{-2\pi jaf} Sx(f)$$

Cette propriété signifie que les transformées de Fourier de x (t) et x (t - a) ont même module, mais que la transformée de x (t - a) a subi, par rapport à celle de x (t), une rotation de phase de $2\pi af$.

Donc une translation de l'origine des temps d'une fonction x (t) entraine une déformation des termes réels et imaginaires de sa transformée de Fourier = c'est pour cette raison que l'on préfère exprimer une transformée de Fourier en termes d'amplitude ou de carré de l'amplitude (densité spectrale).

5.3.5 - THEOREME DE CONVOLUTION

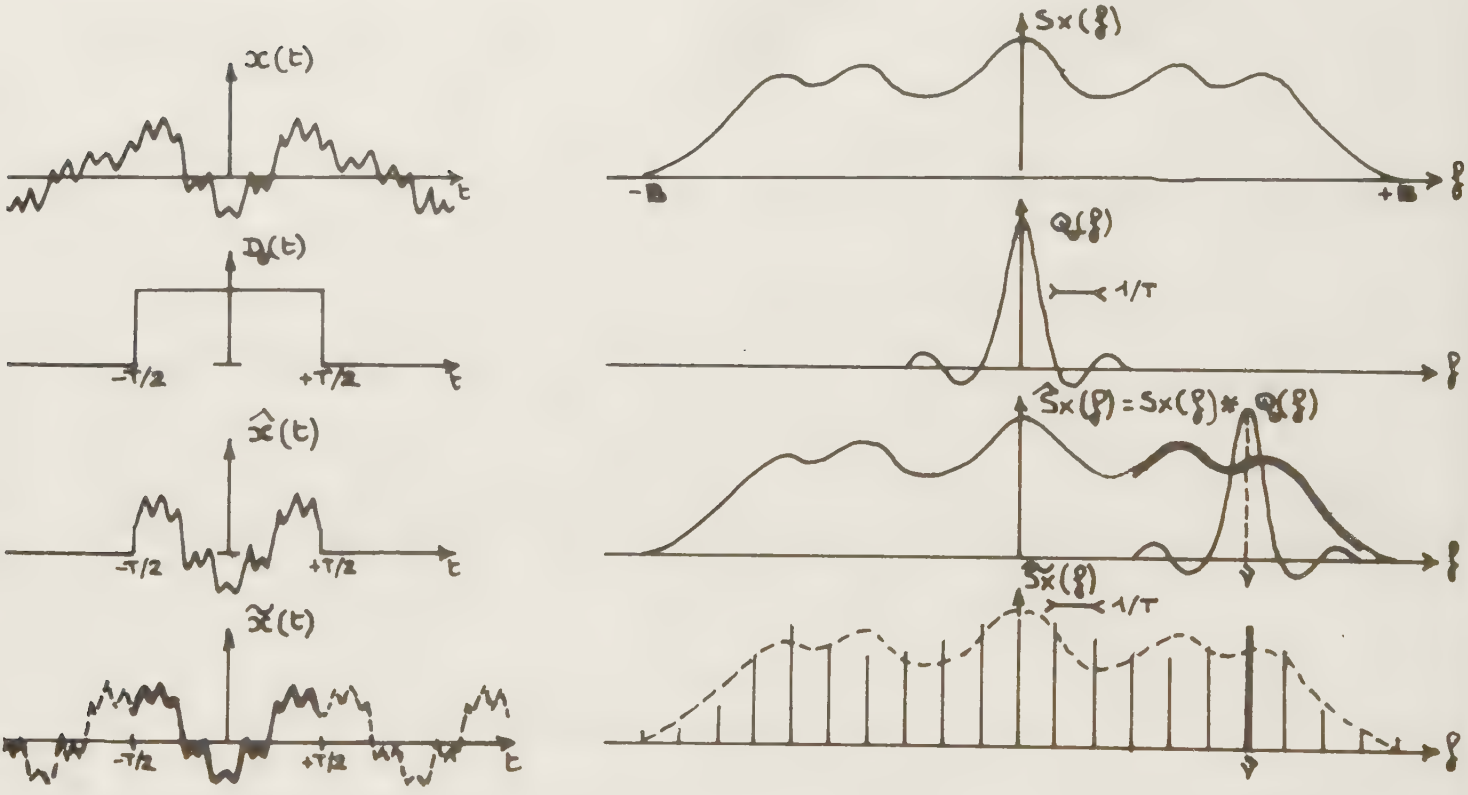
Considérons deux fonctions x (t) et y (t) possédant des transformées de Fourier Sx (f) et Sy (f). Cherchons la forme de la transformée de Fourier Sz (f) de la fonction z (t) = x (t) . y (t).

$$x(t) \rightleftharpoons Sx(f)$$
$$y(t) \rightleftharpoons Sy(f)$$
$$z(t) = x(t) \cdot y(t)$$

On démontre dans ces conditions que la transformée de Fourier de z (t) s'écrit sous la forme suivante :

$$Sz(f) = Sx(f) * Sy(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Sx(f - \nu)\ Sy(\nu)\ d\nu$$

5.4 - CAS PRATIQUE : ANALYSE D'UNE FONCTION x (t) DEFINIE SUR UN INTERVALLE DE TEMPS LIMITE.




Considérons une fonction x (t) réelle définie de $-\infty$ à $+\infty$ et ayant une transformée de Fourier Sx (f). Pour simplifier les schémas nous avons choisi une fonction x (t) paire.

Dans la réalité cette fonction x (t) ne serait définie que sur un intervalle de temps limité, par exemple $[-T/2, +T/2]$.

La quantité d'information contenue dans le fragment de x (t) défini entre - T/2 et + T/2 est évidemment beaucoup plus faible que celle qui était contenue dans la totalité de la fonction x (t). La transformée de Fourier de ce fragment contiendra donc elle aussi moins d'information que n'en

contenait Sx (f). Nous allons présenter de deux manières différentes, $\tilde{x}$ (t) et $\hat{x}$(t), l'information contenue dans le fragment de x (t).

La première de ces représentations, $\tilde{x}$ (t) est une fonction périodique de période T qui suppose que le fragment connu entre - T/2 et + T/2 se répète à chaque période. La transformation de Fourier de $\tilde{x}$ (t) se traduira par une série de Fourier, c'est à dire par un spectre de raies dont l'écart sur l'axe des fréquences sera égal à 1/T. Dans ces conditions on constate qu'à la limitation d'information introduite par la troncature de x (t) correspond une limitation de l'information du spectre Sx (f) qui se traduit par un échantillonnage de ce spectre = si (O,B) est la bande passante du signal x (t) on constate que le spectre Sx (f) ne sera défini que sur 2BT points. Cette quantité 2BT représente le nombre d'informations indépendantes, ou nombre de degrés de liberté, contenues aussi bien dans le fragment de x (t) défini entre - T/2 et + T/2 que dans la transformée de Fourier de ce fragment (24, p. 200 à 202).

La seconde représentation du fragment de x (t) défini de - T/2 à + T/2 est la fonction $\hat{x}$(t). Cette fonction $\hat{x}$(t) est égale à x (t) dans l'intervalle - T/2, + T/2 et nulle en dehors.

On peut donc considérer que $\hat{x}$(t) est le résultat du produit de x (t) et d'une fonction $D_o$ (t) dite fenêtre naturelle telle que : $D_o$ (t) = 1 si $|t| < T/2$, $D_o$ (t) = 0 si $|t| > T/2$.

La transformée de Fourier de $\hat{x}$ (t) sera donc égale au produit de convolution des transformées de Fourier de x (t) et $D_o$ (t) :

$$x\ (t) \rightleftharpoons Sx\ (f)$$

$$D_o\ (t) \rightleftharpoons Q_o\ (f) = T\ \frac{SIN\ (\pi fT)}{\pi fT}$$

$$\hat{x}\ (t) \rightleftharpoons \hat{S}x\ (f) = Sx\ (f) * Q_o\ (f)$$

La valeur prise par Sx (f) pour $f = \nu$ sera donc :

$$\hat{S}x\ (\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} Q_o\ (\nu - f)\ Sx\ (f)\ df$$

On constate donc que $\hat{S}x\ (\nu)$ représente non seulement la contribution du spectre Sx (f) à la fréquence $\nu$, soit Sx ($\nu$), mais également la contribution des fréquences voisines pondérée par la fonction $Q_o\ (\nu - f)$.

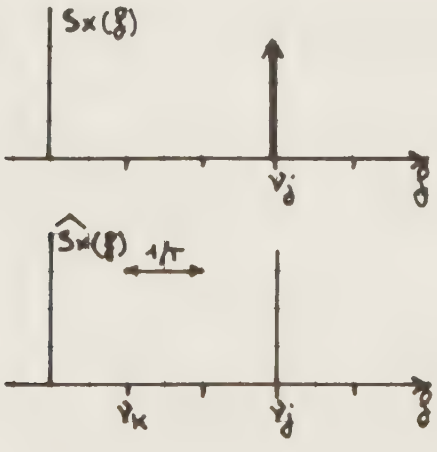
Le produit de convolution $\hat{S}x\ (\nu)$ est donc la vision du spectre Sx (f) "à travers" une fenêtre $Q_o\ (\nu - f)$ centrée sur la fréquence $\nu$. En première approximation la largeur de cette fenêtre est égale à la largeur moyenne du pic central de $Q_o$, soit environ 1/T = la troncature de la fonction x (t) rendra donc indiscernables deux composantes spectrales séparées par un écart de fréquence inférieure à 1/T. On rejoint là la notion d'échantillonnage du spectre que nous avons mis en évidence à l'aide de la fonction $\tilde{x}$ (t).

Nous ne déterminerons donc les spectres $\hat{S}x\ (f)$ que pour une série de fréquences $\nu j$ espacées de 1/T. Voyons quelles sont dans ces conditions les déformations introduites par la fenêtre naturelle. Nous examinerons pour cela deux cas particuliers : le premier suppose que le spectre réel Sx (f) possède une raie calée sur une fréquence $\nu j$ de calcul, le second que ce même spectre possède une raie calée entre deux fréquences de calcul soit à la fréquence $(\nu j + \nu j+1)/2$

Dans les deux cas nous appliquerons la formule de convolution :

$$\hat{S}x\ (\nu) = \int_{-\infty}^{+\infty} Q_o\ (f) \cdot Sx\ (\nu - f) \cdot df$$

et déterminerons les valeurs prises par $\hat{S}x\ (\nu)$ d'une part à la fréquence $\nu j$ et d'autre part aux autres fréquences de la forme $\nu K$.




Dans le premier cas

$$Sx\ (f) = \delta(f - \nu j)$$

$$\hat{S}x\ (\nu j) = \int_{-\infty}^{+\infty} Q_o\ (f).\delta(\nu j - \nu j - f)\,df$$

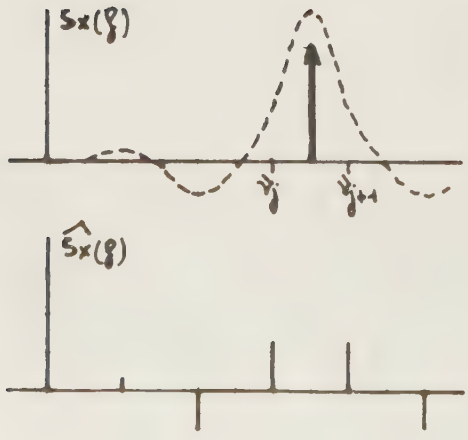
$$= Q_o\ (O) = T$$

$$\hat{S}x\ (\nu K) = \int_{-\infty}^{+\infty} Q_o\ (f).\delta(\nu K - \nu j - f)\,df$$

$$= Q_o\ (\nu K - \nu j)$$

Or $Q_o\ (\nu K - \nu j) = O$ car $\nu K - \nu j$ est un multiple de 1/T.

Dans ce cas la représentation $\hat{S}x\ (f)$ est conforme à la réalité.




Dans le second cas

$$Sx\ (f) = \delta\left(f - \frac{\nu j + \nu j+1}{2}\right)$$

$$\hat{S}x\ (\nu j) = \int_{-\infty}^{+\infty} Q_o(f)\ \delta\left(\nu j - \frac{\nu j + \nu j+1}{2} - f\right)df$$

$$\hat{S}x\ (\nu j) = Q_o\ \left(\nu j - \frac{\nu j + \nu j+1}{2}\right)$$

$$Q_o\ (1/2T) = 2T/\pi$$

$$\hat{S}x\ (\nu K) = Q_o\ \left(\frac{2\ (K-J) - 1}{2T}\right)$$

On constate donc que les résultats relatifs à ces deux cas sont extrêmement différents. Le cas d'une raie dans le spectre réel Sx (f) est évidemment un cas extrême mais il convient de retenir que dans le cas général, le résultat du calcul de $\hat{S}x$ (f) à une fréquence $\nu K$ fait intervenir les valeurs du spectre réel Sx (f) aux fréquences voisines.

## 5.5 - ETUDE DES FENETRES USUELLES

Nous venons de décrire la fenêtre naturelle $Q_o$ (f). Cette fenêtre possède un pic central dont la largeur de base est égale à 2/T et dont la largeur moyenne est de l'ordre de 1/T. Cette fenêtre possède hélas des lobes latéraux relativement amples de période 1/T qui amènent des distorsions génantes.

D'où l'idée de déterminer une fonction D (t) qui pondèrerait l'échantillon $\hat{x}$ (t), et dont la transformée de Fourier Q (f) serait plus avantageuse que la fenêtre naturelle $Q_o$ (f).

Le choix d'une telle fenêtre est toujours conditionné par les critères suivants :

La fenêtre temporelle D (t), qui détermine la pondération du signal $\hat{x}$(t) doit être limitée à l'intervalle - T/2, + T/2, c'est à dire à l'intervalle de définition du signal $\hat{x}$ (t).

La fenêtre en fréquence Q (f) correspondante doit être de largeur limitée afin d'éviter que sa convolution avec le spectre réel n'amène en un point de calcul les contributions des fréquences voisines.

La fenêtre Q (f) idéale serait une fenêtre triangulaire de largeur 2/T à la base : une telle fenêtre présenterait en effet l'avantage de répartir proportionnellement sur les deux fréquences de calcul les plus proches les composantes spectrales d'une raie de fréquence donnée.

Considérons un spectre réel Sx (f) composé d'une raie calée sur la fréquence $\nu j$ + 1/4T. La fenêtre Q (f) triangulaire répartirait les 3/4 de cette raie sur la fréquence $\nu j$ et 1/4 sur la fréquence $\nu j$ + 1.

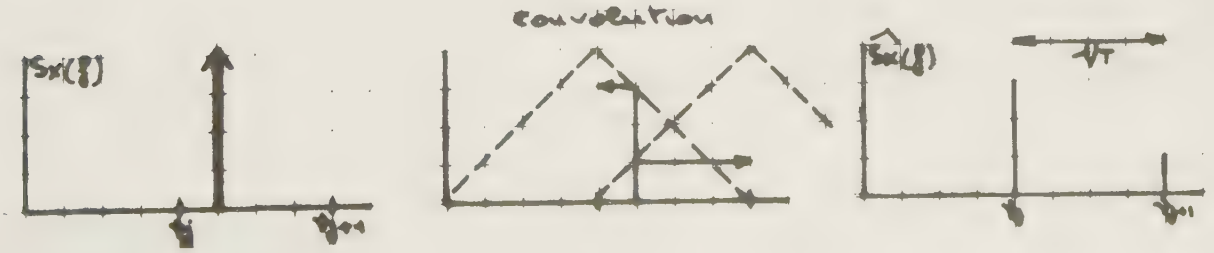
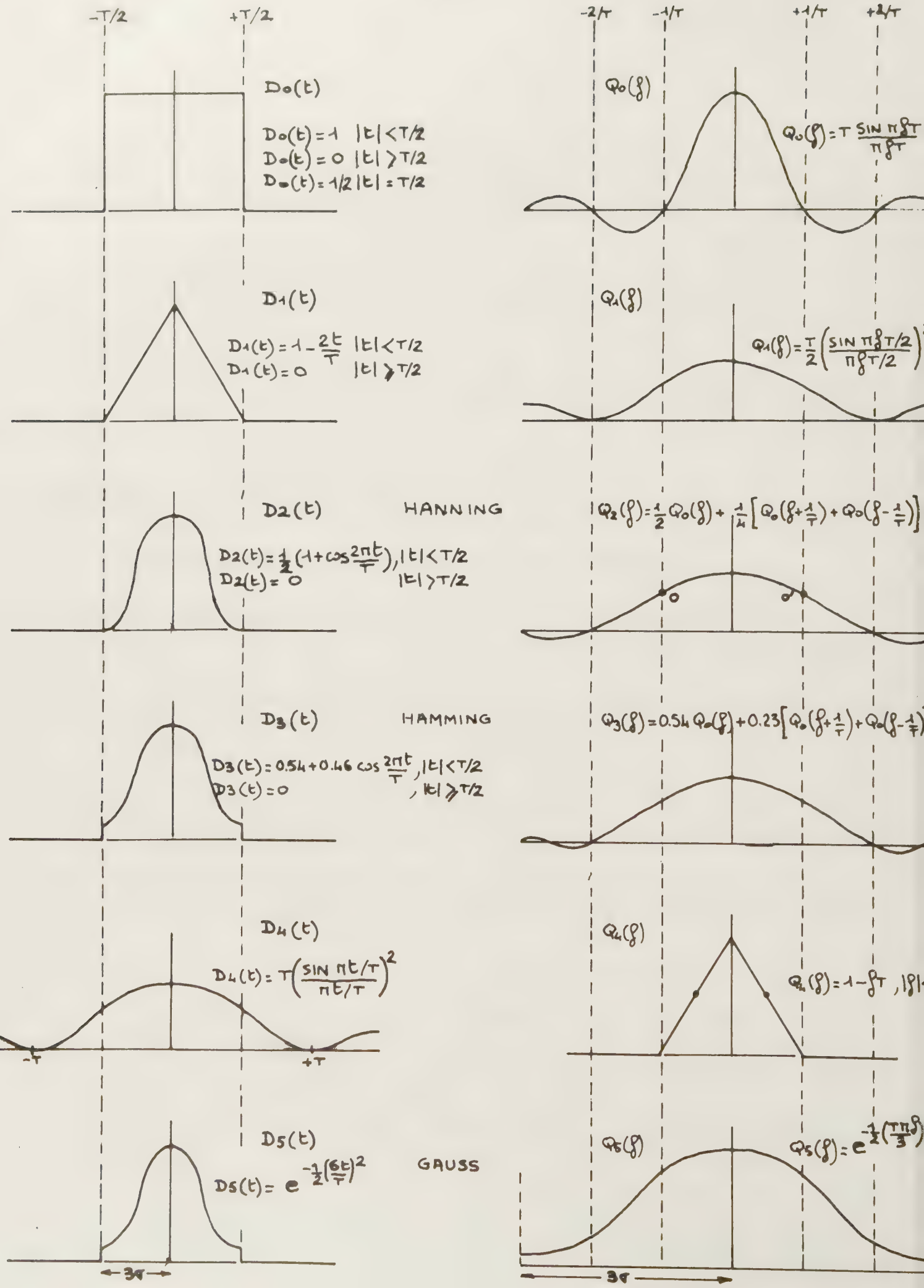


FIGURE 1




-T/2
+T/2
D0(t)
D0(t) = 1 |t| < T/2
D0(t) = 0 |t| > T/2
D0(t) = 1/2 |t| = T/2
D1(t)
D1(t) = 1 - 2t/T |t| < T/2
D1(t) = 0 |t| > T/2
D2(t)
HANNING
D2(t) = 1/2 (1 + cos 2πt/T), |t| < T/2
D2(t) = 0 |t| > T/2
D3(t)
HAMMING
D3(t) = 0.54 + 0.46 cos 2πt/T, |t| < T/2
D3(t) = 0 , |t| > T/2
D4(t)
D4(t) = T (SIN πt/T / πt/T)^2
-T
+T
D5(t)
D5(t) = e^(-1/2 (6t/T)^2)
3σ
-2/T
-1/T
+1/T
+2/T
Q0(f)
Q0(f) = T SIN πfT / πfT
Q1(f)
Q1(f) = T/2 (SIN πfT/2 / πfT/2)
Q2(f)
Q2(f) = 1/2 Q0(f) + 1/4 [Q0(f + 1/T) + Q0(f - 1/T)]
Q3(f)
Q3(f) = 0.54 Q0(f) + 0.23 [Q0(f + 1/T) + Q0(f - 1/T)]
Q4(f)
Q4(f) = 1 - fT , |f|
Q5(f)
Q5(f) = e^(-1/2 (Tπf/3))
3σ

Une telle fenêtre (Q4 (f), figure 1) n'est physiquement pas réalisable car sa transformée inverse D4 (t) n'est pas compatible avec la limitation à l'intervalle - T/2, + T/2 : on constate en effet que la largeur de la fonction D4 (t) est égale à 2T.

Nous avons également essayé de voir si la fonction de Gauss, dont on sait que la transformée de Fourier est également une fonction de Gauss, pouvait satisfaire à cette double limitation de largeur. On constate (Q5 (f), figure 1) que cette fenêtre ne répond également pas aux conditions de limitation d'intervalle : en effet si l'on choisit une courbe de Gauss D5 (t) limitée à $3\sigma$ pour - T/2 et + T/2, on constate que les abscisses $\pm 3\sigma$ de sa transformée de Fourier Q5 (f) correspondent aux valeurs $\pm 3/T$ et que la largeur de Q5 (f) est donc de l'ordre de 6/T.

On constate donc que la limitation de largeur à 2/T de Q (f) n'est pas compatible avec la limitation de largeur à T de D (t), sauf si l'on accepte les distorsions dues aux lobes parasites de la fenêtre naturelle $Q_o$ (f). D'où l'idée de chercher des fenêtres Q (f) moins sélectives possédant une largeur non plus de 2/T mais de 4/T.

La fenêtre la plus intéressante est alors la fenêtre de HANNING (Q2 (f), figure 1) qui présente l'avantage d'une symétrie quasi parfaite aux points O et O' d'abscisse $\pm$ 1/T : une raie dans le spectre Sx (f) sera donc échantillonnée par une telle fenêtre mais la somme des modules des échantillons restera égale au module de la raie.

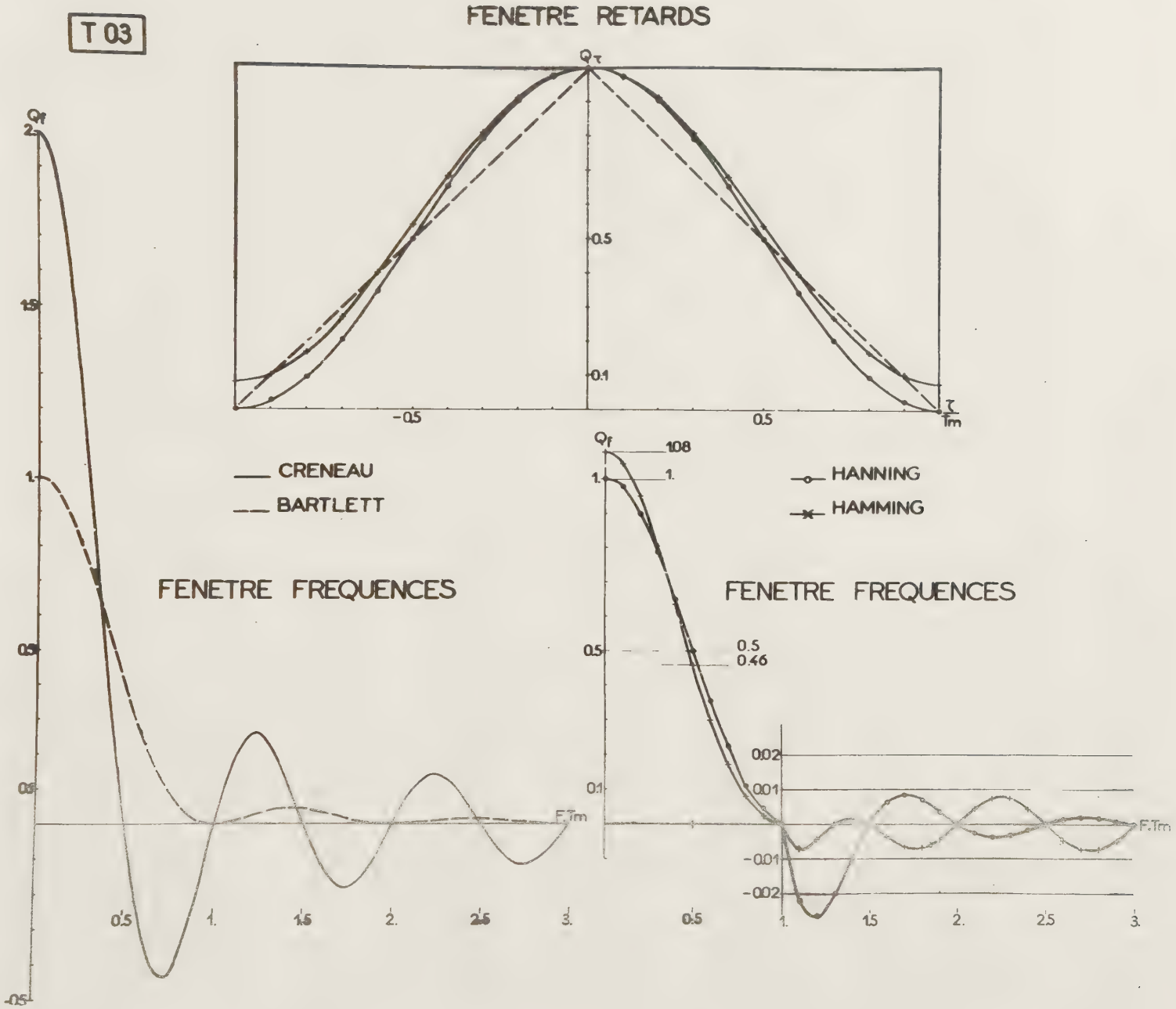
La fenêtre de HANNING présente l'inconvénient de posséder de légers rebondissements au dela de $\pm$ 2T. Aussi certains auteurs utilisent-ils la fenêtre de HAMMING (Q3 (f), figure 1) dont les rebondissements sont plus faibles mais qui possède l'inconvénient de ne pas être symétrique aux points d'abscisse $\pm$ 1/T.

Nous avons résumé sur la figure 1 les principaux couples de fonctions D (t) - Q (f) : sur cette figure les fonctions D (t) sont définies de - T/2 à + T/2.

Nous avons par ailleurs écrit un programme (calcul des fenêtres spectrales, listing P 13) qui nous a permis d'effectuer une étude précise des fenêtres $Q_o$ (fenêtre naturelle), Q1 (fenêtre de BARTLETT), Q2 (fenêtre de HANNING) et Q3 (fenêtre de HAMMING). Les résultats obtenus par ce programme sont résumés sur la figure T 03 qui permet notamment de comparer l'importance relative des lobes latéraux des fenêtres Q2 et Q3. Notons que cette étude a été menée en employant les notations propres à la méthode indirecte : les fonctions D (t) étudiées ne sont pas définies entre - T/2 et + T/2 mais entre - Tm et + Tm, Tm étant le délai maximum d'une fonction de correlation. On trouvera des indications trés précises sur l'influence des diverses fenêtres dans l'ouvrage de BLACKMAN et TUKEY (29, p. 95 à 111).

En ce qui concerne l'étude spectrale du signal EEG par la méthode indirecte, nous avons constaté que les fenêtres de HANNING et de HAMMING donnaient des résultats équivalents : nous avons choisi la fenêtre de HAMMING pour tous les programmes de routine (Sous programme SPECAM listing P5).

T 03


FENETRE RETARDS
$Q_\tau$
0.5
0.1
-0.5
0.5
$\tau$
Tm
$Q_f$
2
1.5
1.
0.5
0
-0.5
CRENEAU
BARTLETT
FENETRE FREQUENCES
F.Tm
0.5
1.
1.5
2.
2.5
3.
$Q_f$
1.08
1.
0.5
0.46
0.1
HANNING
HAMMING
FENETRE FREQUENCES
0.02
0.01
-0.01
-0.02
F.Tm
0.5
1.
1.5
2.
2.5
3.

La différence entre ces deux fenêtres apparaît nettement à l'occasion de l'étude spectrale par la méthode indirecte du signal artificiel S4 qui possède un spectre de raies (l'amplitude de la raie de fréquence 9 Hz est environ 8.5 fois plus grande que l'amplitude moyenne du bruit). On a constaté dans ce cas que la fenêtre de HANNING introduisait des oscillations parasites dans le spectre, en raison de l'importance des lobes latéraux de la fenêtre Q2 (f). La fenêtre de HAMMING atténue ces oscillations qui restent cependant trés visibles = figures S4 42 et S4 43. On peut vérifier sur ces figures que la période des oscillations du spectre est de l'ordre de 1 Hz, c'est à dire de l'ordre de 1/Tm avec Tm = 1S.

## 5.6 - ECHANTILLONNAGE DE x (t)

Les traitements effectués sur ordinateur, ou sur analyseur numérique, supposent que le signal traité a subi un échantillonnage préalable. Echantillonner à la fréquence Fq un signal x (t) continu revient théoriquement à multiplier ce signal par une suite d'impulsions infiniment brèves de période Tq = 1/Fq.

Appelons p (t) une telle suite d'impulsions. La fonction que nous allons traiter est en fait le résultat du produit du signal x (t) (défini de $-\infty$ à $+\infty$), d'une fonction de pondération D (t) et de la suite d'impulsions p (t), ou encore le résultat du produit de x (t) par une fenêtre échantillonnée de la forme D (t) . p (t).

Calculons la transformée de Fourier de la fenêtre échantillonnée D (t). p (t).

$$D(t) \rightleftharpoons Q(f)$$

$$p(t) = Tq \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} \delta(t - KTq) \rightleftharpoons W(f) = \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} \delta(f - KFq)$$

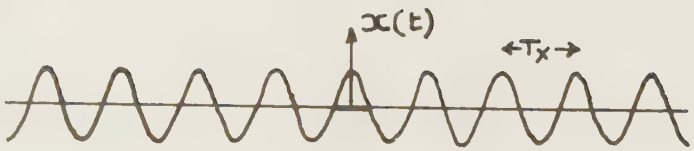
$$D(t) \cdot p(t) \rightleftharpoons Q(f) * W(f) = \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} Q(f - KFq)$$

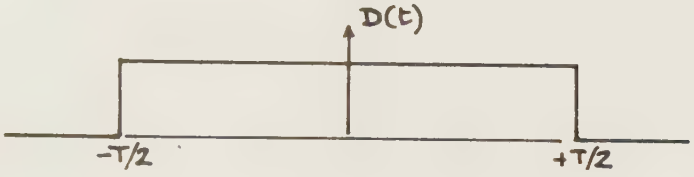
On constate que l'échantillonnage de la fenêtre D (t) a pour conséquence une répétition de la fenêtre Q (f) sur l'axe des fréquences avec une période égale à Fq.

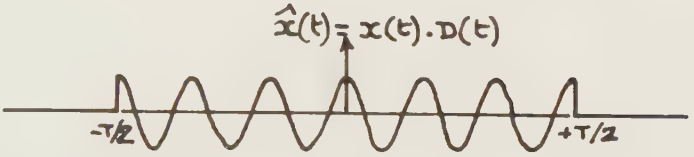
La transformée de Fourier de la fonction tronquée et échantillonnée x (t) . D (t) . p (t) sera donc finalement le résultat du produit de convolution :

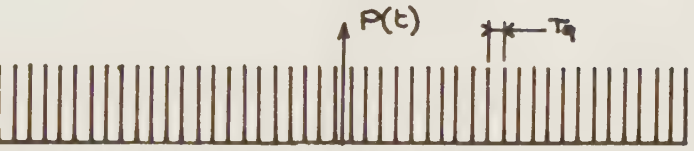
$$Sx(f) * \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} Q(f - KFq)$$

FIGURE 2

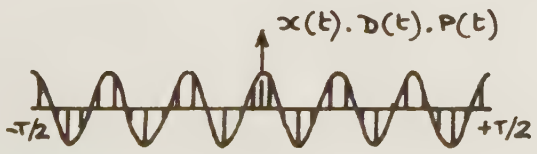

x(t)
←Tx→


D(t)
-T/2
+T/2

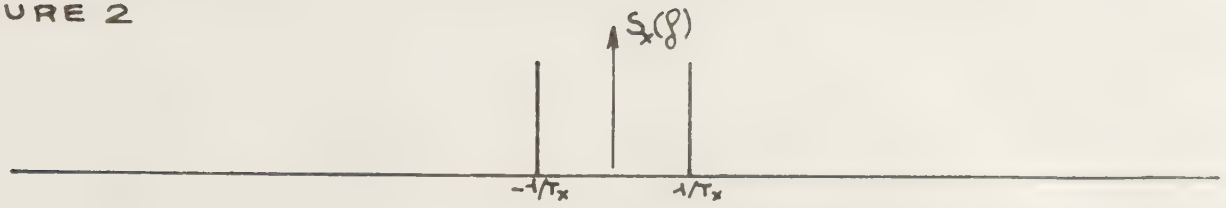

x̂(t) = x(t).D(t)
-T/2
+T/2

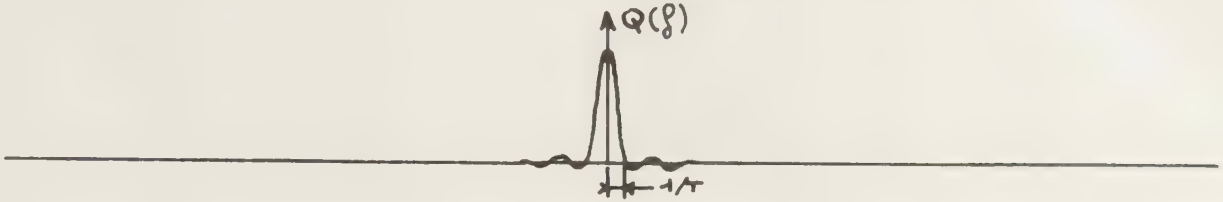

P(t)
Tq

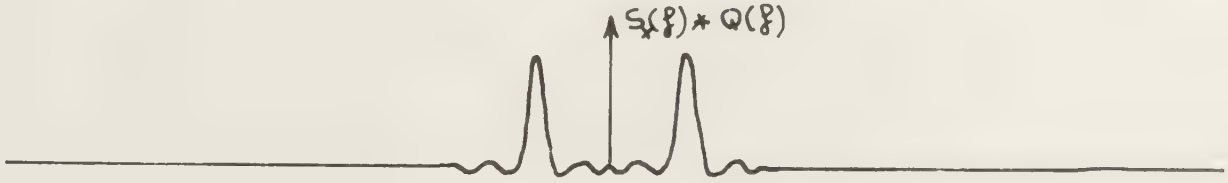
D(t).P(t)
-T/2
+T/2

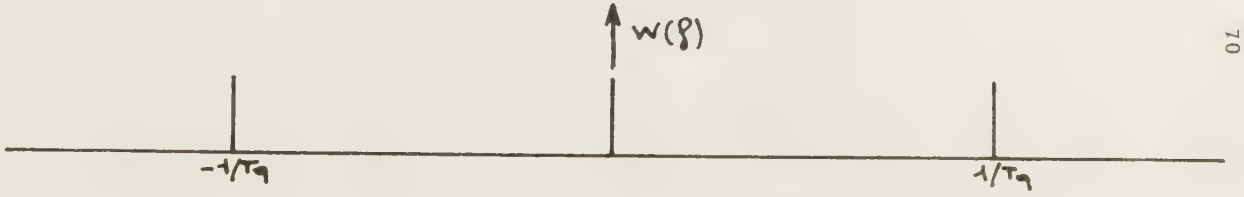

x(t).D(t).P(t)
-T/2
+T/2

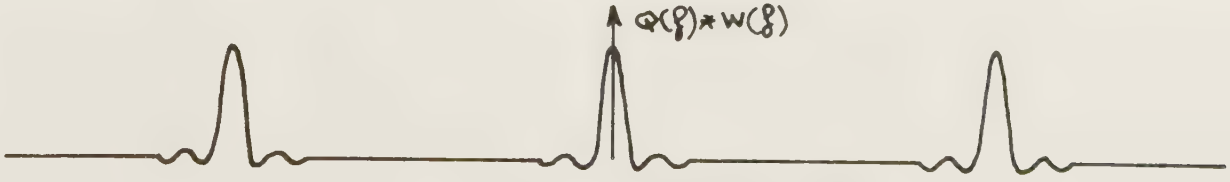
y(t).D(t).P(t)

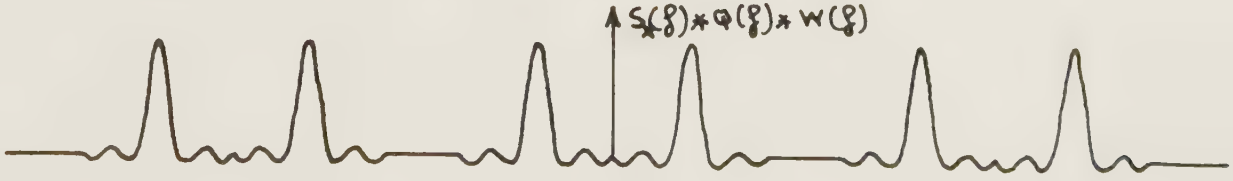

Sx(f)
-1/Tx
1/Tx

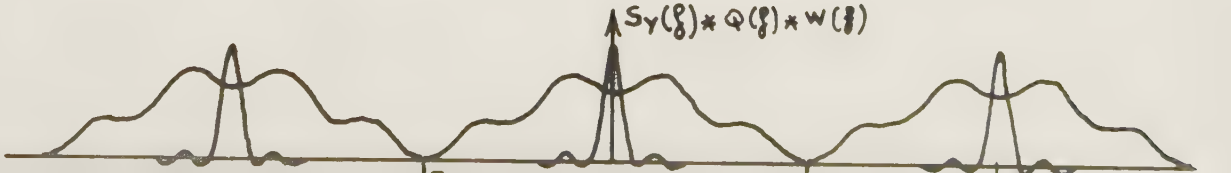

Q(f)
1/T


Sx(f) * Q(f)


W(f)
-1/Tq
1/Tq


Q(f) * W(f)


Sx(f) * Q(f) * W(f)


Sy(f) * Q(f) * W(f)

Cette convolution se traduit donc par une répétition du spectre Sx (f) sur l'axe des fréquences avec une période égale à Fq.

La figure 2 représente la suite de ces opérations d'une part pour un signal x (t) sinusoidal (spectre de raie), et d'autre part pour un signal y (t) ayant une bande passante (0,B). On retrouve sur cette figure la condition classique d'échantillonnage :

$$Fq \geqslant 2B$$

Si l'on choisit Fq = 2B, le signal $\hat{x}$ (t) défini de - T/2 à + T/2 sera représenté par 2BT échantillons = on retrouve la encore cette quantité 2BT qui définissait déjà le nombre de valeurs spectrales indépendantes que l'on pouvait obtenir par transformation de Fourier du signal $\hat{x}$ (t) (24, p. 200 à 202).

## 5.7 - SPECTRE ECHANTILLONNE ET CORRECTION FREQUENTIELLE

Nous venons de montrer que le fait d'échantillonner un signal $\hat{x}$ (t) avec une période d'échantillonnage égale à $\Delta t$ (ou, ce qui revient au même, le fait d'utiliser une fenêtre D (t) échantillonnée) se traduisait par une répétition du spectre Sx (f) sur l'axe des fréquences avec une période égale à $1/\Delta t$. Si la condition $1/\Delta t \geqslant 2B$ est respectée, cet échantillonnage du signal n'entraine aucune déformation du spectre.

Inversement étudions maintenant les conséquences d'un échantillonnage du spectre $\hat{Sx}$ (f) ou, ce qui revient au même, celles d'un échantillonnage de la fenêtre spectrale Q (f), avec une période d'échantillonnage égale à $\Delta f$.

Considérons donc une fenêtre spectrale Q (f) et échantillonnons cette fenêtre avec une période $\Delta f$ : nous obtiendrons une fenêtre échantillonnée $\overset{*}{Q}$ (f) de la forme :

$$\overset{*}{Q}(f) = Q(f) \cdot W(f) \qquad \text{avec} \quad W(f) = \Delta f \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} (f - K\Delta f)$$

Etudions les transformées de Fourier des fonctions Q (f), W (f) et $\overset{*}{Q}$ (f) :

$$W(f) \rightleftharpoons p(t) = \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} (t - K/\Delta f)$$

$$Q(f) \rightleftharpoons D(t)$$

$$\overset{*}{Q}(f) = Q(f) \cdot W(f) \rightleftharpoons D'(t) = \sum_{K=-\infty}^{K=+\infty} D(t - K/\Delta f)$$

L'échantillonnage de Q (f) se traduit donc par une répétition de la fenêtre D (t) sur l'axe des temps avec une période égale à $1/\Delta f$. Pour n'avoir aucune déformation du signal $\hat{x}$ (t) il faudra donc respecter la condition :

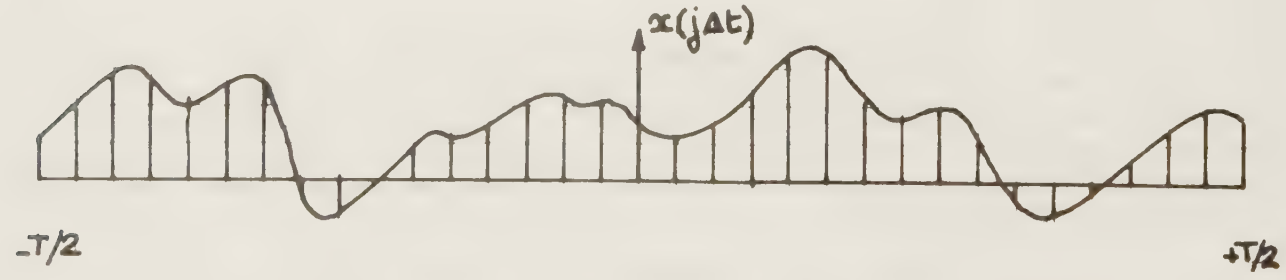
$$1/\Delta f \geqslant T$$

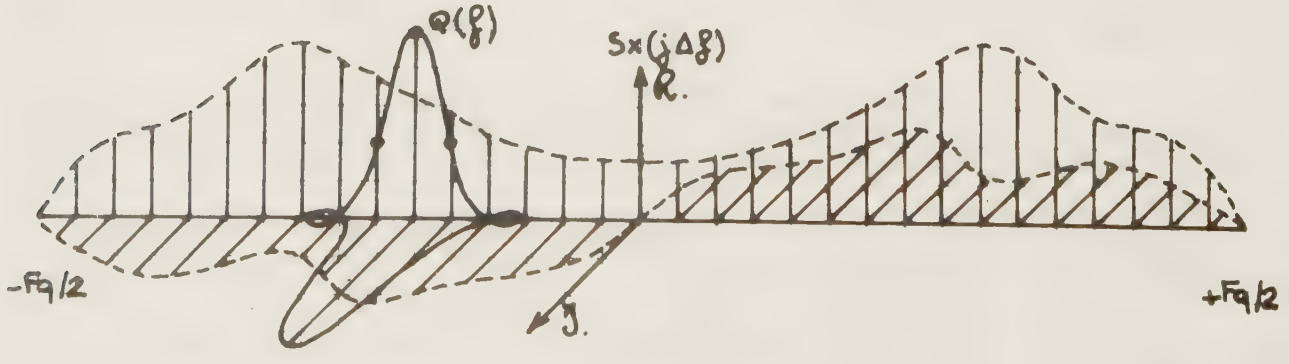
Nous voyons donc qu'un échantillonnage de $\hat{x}$ (t) est parfaitement compatible avec un échantillonnage du spectre $\hat{Sx}$ (f) a condition de respecter les conditions :

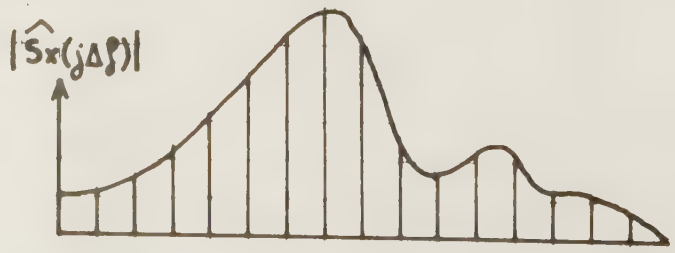
$$1/\Delta t \geqslant 2B \qquad \text{et} \qquad 1/\Delta f \geqslant T$$

Si nous respectons à la limite ces conditions, c'est à dire si nous prenons $1/\Delta t = 2B$ et $1/\Delta f = T$, le signal $\hat{x}$ (t) et le spectre Sx (f) seront tous deux définis par 2BT échantillons.

On arrive donc aux figures suivantes :



L'échantillonnage à la fréquence $Fq \geqslant 2B$ du signal x (t) défini entre - T/2 et + T/2 fournit un signal échantilloné x ($j\Delta t$). Ce signal contient N = T.Fq échantillons. Dans ce cas de figure N = 2m + 1.

La transformée de Fourier de x ($j\Delta t$) est une fonction complexe Sx (f) définie dans l'intervalle de fréquence (- Fq/2, Fq/2). Si nous échantillonnons Sx (f) avec une période $\Delta f = 1/T$ nous obtenons un spectre Sx ($j\Delta f$) défini par N composantes complexes (Fq/1/T = TFq = N). En raison des propriétés de symétrie de la transformée de Fourier d'une fonction réelle nous ne retiendrons que les composantes appartenant à l'intervalle (0, Fq/2) soit m + 1 composantes complexes.

Voyons maintenant dans quelles conditions va s'effectuer la convolution du spectre échantillonné Sx ($j\Delta f$) et de la fenêtre échantillonnée $\overset{*}{Q}$ (f) :

$$\overset{*}{Q}(f) = \sum_{k=-a}^{k=+a} Q(k/T) \cdot \delta(f - k/T) = \sum_{k=-a}^{k=+a} Q(f - k/T)$$

La convolution $Sx(j\Delta f) * \overset{*}{Q}(f)$ ne s'effectuera qu'à des fréquences de la forme $j\Delta f$ correspondant aux échantillonnages de la fonction Sx (f) :

$$Sx(j\Delta f) * \overset{*}{Q}(j\Delta f) = \sum_{k=-a}^{k=+a} Sx(k/T) \cdot Q(j\Delta f - k/T)$$

Mais $j\Delta f = j \; 1/T$

$$Sx(j\Delta f) * \overset{*}{Q}(j\Delta f) = \sum_{k=-a}^{k=+a} Sx(k/T) \quad Q\left(\frac{j-k}{T}\right)$$

La correction fréquentielle qui rend compte de la convolution sera d'autant moins lourde à effectuer que la fenêtre sera plus étroite.

Dans le cas d'une fenêtre de HANNING ou de HAMMING on ne considéra que les valeurs de k égales à - 1, 0 et + 1. On aura donc :

$$\widehat{Sx}(j/T) = \left[Sx\left(\frac{j-1}{T}\right) \cdot Q\left(-\frac{1}{T}\right) + Sx\left(\frac{j}{T}\right) \cdot Q(0) + Sx\left(\frac{j+1}{T}\right) \cdot Q\left(\frac{1}{T}\right)\right]$$

Il convient de noter que la correction fréquentielle doit être faite sur les composantes réelles et imaginaires de Sx (f) et non sur le module.

## 5.8 - DENSITE SPECTRALE DE PUISSANCE

Nous avons déjà souligné qu'une translation de l'origine des temps d'une fonction x (t) entrainait une rotation de phase de la transformée de Fourier Sx (f) de cette fonction.

C'est essentiellement pour cette raison que l'on préfère décrire le contenu fréquentiel d'un signal par sa densité spectrale de puissance Gx (f) qui est une fonction réelle dont le module est égal au carré de celui de Sx (f) :

$$Gx(f) = Sx(f) \cdot \overset{*}{Sx}(f) = \left[Ax(f) - j\,Bx(f)\right]\left[Ax(f) + j\,Bx(f)\right] = A^2x(f) + B^2x(f)$$

Si le signal x (t) est aléatoire la fonction Gx (f) ainsi calculée sera une estimation de trés mauvaise qualité de la densité spectrale (paragraphe 5.8.2). L'amélioration de la stabilité de ce résultat s'effectuera en faisant la moyenne des densités spectrales calculées sur plusieurs échantillons successifs = le résultat de cette moyenne sera noté $\overline{Gx}$ (f).

### 5.8.1 - DETERMINATION DE $\overline{Gx}$ (f) PAR LA METHODE INDIRECTE

La densité spectrale de puissance $\overline{Gx}$ (f) définie ci-dessus peut également être obtenue (Théorème de WIENER - KINTCHINE) par transformation de Fourier de la fonction d'autocorrelation Cx ($\tau$) du signal x (t) :

$$\overline{Gx}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} Cx(\tau)\; e^{-2\pi j f \tau}\, d\tau$$

Dans la pratique le calcul se trouve simplifié du fait de la symétrie de la fonction Cx ($\tau$) = Cx ($-\tau$) :

$$\overline{Gx}(f) = 2\int_{-\infty}^{+\infty} Cx(\tau)\; \cos(2\pi f \tau)\, d\tau$$

Il convient de noter que si le signal x (t) est aléatoire l'amélioration de la stabilité des résultats s'est effectuée lors du calcul de la fonction d'autocorrelation. Dans ces conditions le résultat de la transformation de Fourier de Cx ($\tau$) est une estimation $\overline{Gx}$ (f) possédant une stabilité suffisante.

Cette méthode de calcul de $\overline{Gx}$ (f) a été utilisée dans le programme SPECTROVE (listing p. 7) qui fait appel au sous programme SPECAM (listing p. 5).

Cette méthode appelle les remarques suivantes :

Le signal x (t) traité est défini dans un intervalle (- T/2, + T/2) par un nombre d'échantillons N = 1 + Fq.T, avec Fq $\geqslant$ 2B.

La période d'échantillonnage de la fonction d'autocorrelation étant identique à celle de x (t), cette dernière sera défini dans un intervalle ($-\tau M$, $\tau M$) par un nombre d'échantillons égal à $1 + 2\,Fq\,\tau M$. En fait, par suite de ses propriétés de symétrie, la fonction Cx ($\tau$) n'est calculée que dans l'intervalle ($0, \tau M$) suivant $M = 1 + Fq\,\tau M$ échantillons.

La transformation de Fourier de la fonction Cx ($\tau$) donnera une densité spectrale brute définie dans l'intervalle (0, Fq/2) par M échantillons. La définition (écart de fréquence séparant 2 résultats successifs) de cette densité spectrale brute sera égale à $\frac{Fq/2}{M-1} = 1/2\ Tm$. La correction de fenêtre (HANNING ou HAMMING) s'effectuera dans le domaine fréquentiel par une série de moyennes pondérées sur des groupes successifs de 3 résultats (voir chapitre précédent) ; après cette correction on disposera d'une densité spectrale définie dans l'intervalle (0, Fq/2) par M échantillons, avec une définition égale à 1/2 Tm et une sélectivité (largeur de la fenêtre) égale à 1/Tm.

On démontre dans ces conditions (24, P. 208 et 209) (29, p. 15 à 25) que les estimations de densité spectrale ainsi obtenues obéissent à une distribution du $\chi^2$ possédant un nombre de degrés de liberté égal à 2BeT, Be étant la largeur moyenne de la fenêtre spectrale (soit 1/Tm) et T la durée du signal x (t). On voit donc que ce nombre de degrés de liberté est égal à 2T/Tm.

La critique de l'estimation $\overline{Gx}$ (f) s'effectuera donc en appliquant la formule :

$$\text{PROB}\left[\overline{Gx}\,(f) > \frac{\Psi x\,(f)\ \chi^2_{n,\beta}}{n}\right] = \beta$$

ou, sous une forme plus pratique :

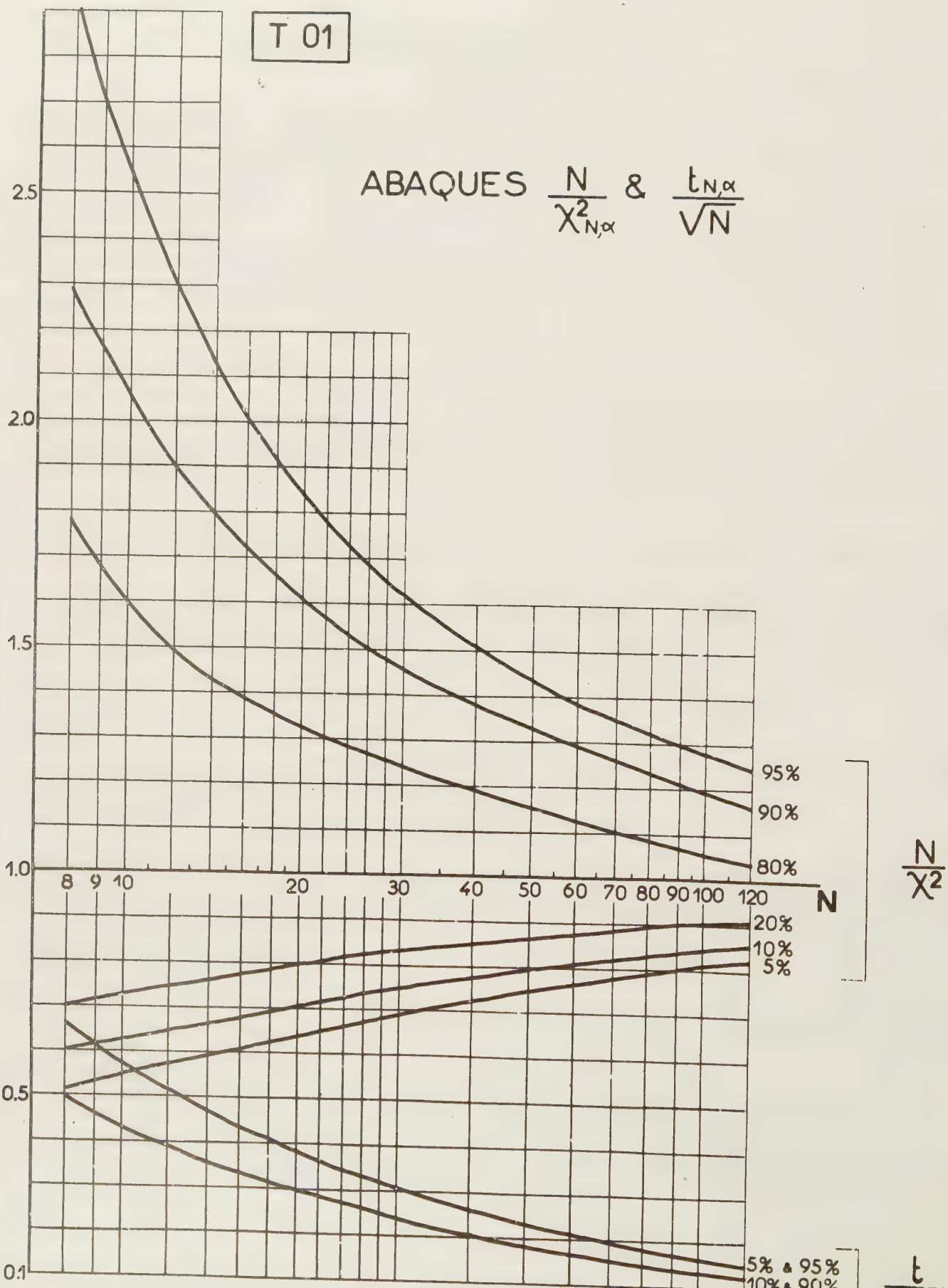
$$\frac{n\ \overline{Gx}\,(f)}{\chi^2_{n,\alpha/2}} \leqslant \Psi x\,(f) < \frac{n\ \overline{Gx}\,(f)}{\chi^2_{n,1-\alpha/2}}$$

$\overline{Gx}$ (f) : estimation de $\Psi x$ (f), n = 2 T/Tm
niveau de confiance : $1 - \alpha$
seuils de confiance : $\alpha/2$ et $1 - \alpha/2$

Afin de faciliter le calcul des limites de confiance des densités spectrales de puissance, nous avons tracé (abaque T01) les courbes $\frac{n}{\chi^2_{n,\beta}}$ pour $\beta$ = 0.05, 0.1, 0.2, 0.8, 0.9 et 0.95.

Il convient de ne pas oublier que cet algorithme permet d'obtenir M valeurs de densité spectrale avec une définition égale à 1/2 Tm, mais avec une sélectivité égale à 1/Tm : les M valeurs obtenues ne sont donc pas indépendantes.

Cette remarque prend toute sa valeur quand on désire savoir si deux signaux x1 (t) et x2 (t) possèdent le même contenu fréquentiel. Pour ce faire on compare généralement les densités spectrales $\overline{Gx}1$ (f) et $\overline{Gx}2$ (f) de ces deux signaux afin de déterminer si elles peuvent être considérées comme deux estimations particulières d'une même fonction Gx (f).


T 01
ABAQUES $\frac{N}{\chi^2_{N,\alpha}}$ & $\frac{t_{N,\alpha}}{\sqrt{N}}$
2.5
2.0
1.5
1.0
0.5
0.1
8 9 10 20 30 40 50 60 70 80 90 100 120
N
95%
90%
80%
20%
10%
5%
5% & 95%
10% & 90%
$\frac{N}{\chi^2}$
$\frac{t}{\sqrt{N}}$

Ce type de méthode est particulièrement utile en électro-encéphalographie chaque fois que l'on désire classer des époques correspondant à des caractéristiques spectrales identiques. Nous avons utilisé ce genre de traitement avec succés dans une étude des phases du sommeil.

Des méthodes de comparaison globale de spectres ont été proposés par BENDAT et PIERSOL (24, p. 227 à 229) et par D.O. WALTER (114, p. 14 à 18). Ces méthodes découlent des considérations suivantes :

Une estimation $\overline{Gx}$ (f) de densité spectrale de puissance obéit à une distribution du $\chi^2$ avec K degrés de liberté, et la variance d'une estimation $\overline{Gx}$ (fj) est égale à $2/K \cdot \overline{Gx}\ (fj)^2$.

Par contre une estimation de la forme LOG ($\overline{Gx}$ (f) ) obéit à une distribution quasi normale, et la variance de LOG ($\overline{Gx}$ (fj)) est égale à 2/K et donc indépendante de la fréquence.

Dans ces conditions la statistique :

$$\frac{\sum_{j=1}^{j=b} \left[ LOG \left[\overline{Gx}1\ (fj)\right] - LOG \left[\overline{Gx}2\ (fj)\right] \right]^2}{4/K}$$

obéit à une distribution du $\chi^2$ avec b degrés de liberté, b étant le nombre de bandes spectrales indépendantes utilisées. Dans le cas d'un calcul de $\overline{Gx}$ (f) par la méthode indirecte il convient de noter que $\overline{Gx}$ (f) est défini par M échantillons, mais que seulement la moitié de ces échantillons sont indépendants.

### 5.8.2 - DETERMINATION DE $\overline{Gx}$ (f) PAR UNE METHODE DIRECTE

Cette méthode consiste à traiter directement un signal x (t) défini dans un intervalle (- T/2, + T/2) par un nombre d'échantillons égal à N = 1 + FqT.

La transformation de Fourier de x (t) donnera un spectre complexe Sx (f) défini dans un intervalle (0, Fq/2) par (1 + FqT/2) échantillons complexes. La définition (écart de fréquence séparant deux échantillons successifs) sera égale à 1/T. La correction de fenêtre (HANNING ou HAMMING) s'effectuera dans le domaine fréquentiel par une série de moyennes pondérées sur des groupes successifs de 3 composantes réelles et de 3 composantes imaginaires. Aprés cette correction on disposera d'un spectre défini dans l'intervalle (0, Fq/2) par (1 + Fq T/2) échantillons complexes avec une définition égale à 1/T et une sélectivité (largeur de la fenêtre) égale à 2/T.

La fonction constituée par le carré des modules de ces composantes successives possède les dimensions d'une densité spectrale et est appelée "périodogramme".

On démontre que chaque raie du périodogramme est une esti-

mation de densité spectrale obéissant à une distribution du $\chi^2$ possédant un nombre de degrés de liberté égal à 2Be T, Be étant la largeur moyenne de la fenêtre (soit 2/T) et T la durée du signal x (t). On voit donc que ce nombre de degrés de liberté est égal à 4 ce qui est manifestement insuffisant.

L'amélioration de la stabilité des résultats peut être obtenue en traitant de façon identique plusieurs fragments successifs et en effectuant la moyenne des résultats ainsi obtenus. On a dans ces conditions;

$$\overline{Gx}\ (f) = \overline{Sx\ (f)\ .\ Sx\ (f)}$$

Une autre méthode, utilisée par DUMERMUTH et FLUHLER (51) consiste à effectuer une moyenne pondérée (par une loi gaussienne) de plusieurs valeurs successives du périodogramme. C'est cette méthode que nous avons utilisé dans le programme ROVEGHOST (listing p. 11). La forme trés particulière des "fenêtres" ainsi obtenues, a été mise en évidence grâce au programme FENETRE (listing p. 13) dont un résultat a été mis en évidence sur l'abaque TO4 : la fenêtre ainsi représentée concerne la pondération par une loi de Gauss de 19 raies successives précédemment lissées par un HAMMING.

## 5.9 - DENSITE SPECTRALE CROISEE

La densité spectrale croisée Gyx (f) de 2 signaux y (t) et x (t) est donnée par la relation :

$$Gyx\ (f) = Sy\ (f)\ .\ Sx^{*}(f) = (Ay - j\ By)\ .\ (Ax + j\ Bx)$$

$$Gyx\ (f) = (Ay\ Ax + By\ Bx) - j\ (Ax\ By - Ay\ Bx) = Cyx\ (f) - j\ Qyx\ (f)$$

Il s'agit là d'une fonction complexe ayant un module $|Gyx\ (f)|$ et une phase $\Phi yx\ (f)$.

Si y (t) et x (t) sont aléatoires la fonction Gyx (f) ainsi calculée sera une estimation de la densité spectrale croisée. Cette estimation est de trés mauvaise qualité et l'amélioration de sa stabilité s'effectuera, tout au moins dans le cas de la détermination par la méthode directe, en faisant la moyenne des termes Cyx (f) et Qyx (f) calculés sur plusieurs échantillons successifs. Le résultat de cette moyenne sera noté :

$$\overline{Gyx}\ (f) = \overline{Cyx}\ (f) - j\ \overline{Qyx}\ (f)$$

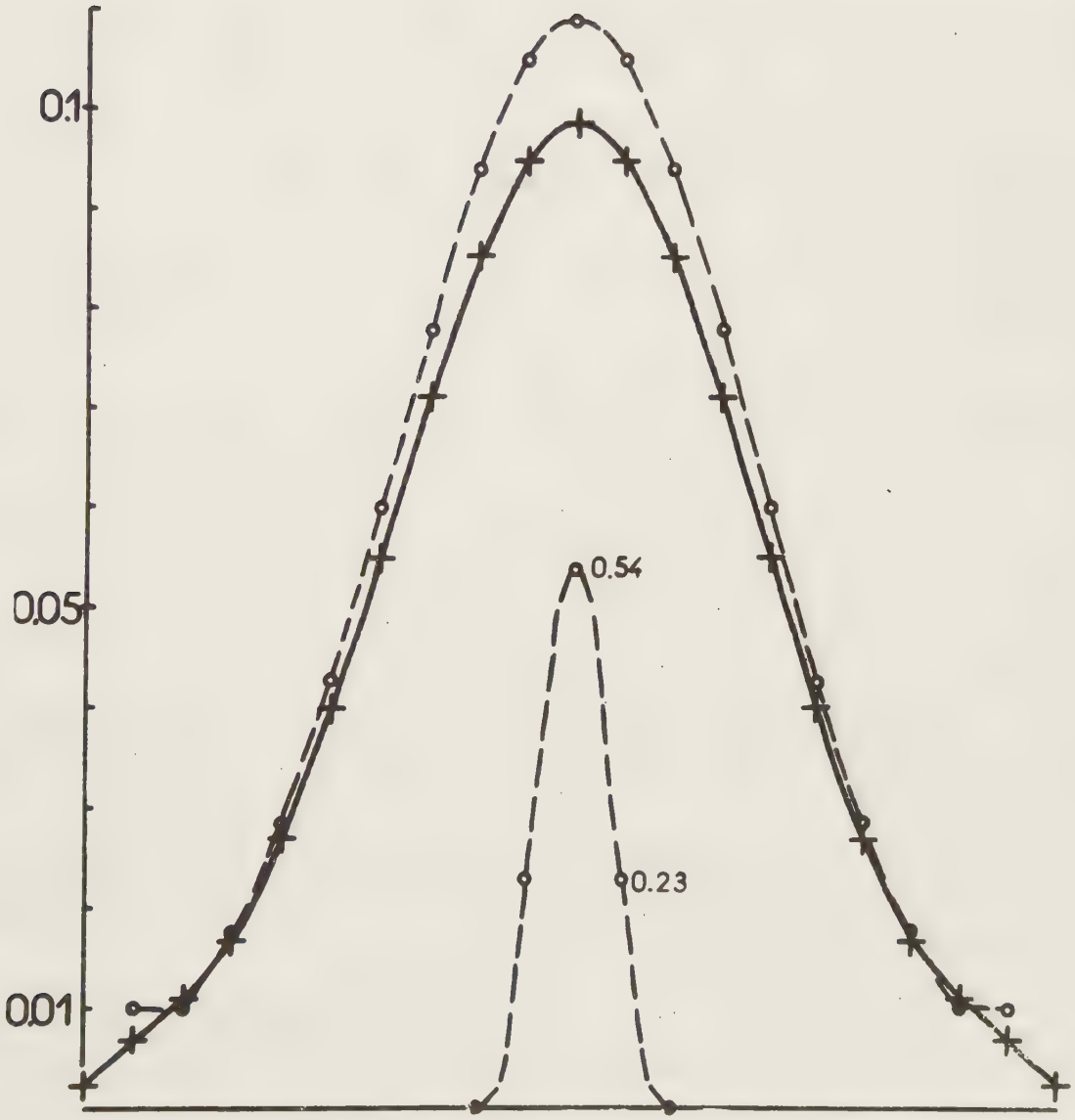
On démontre dans ces conditions la relation suivante (24, p. 84) :

$$\left|\overline{Gyx}\ (f)\right|^2 \leqslant \overline{Gy}\ (f)\ .\ \overline{Gx}\ (f)$$

on démontre également (24, p. 104) que les deux termes de cette relation sont égaux si y (t) et x (t) sont respectivement le signal de sortie et le signal d'entrée d'un système linéaire à paramètre constant.

T 04 FENETRE F.F.T.

Moyenne pondérée de 19 raies lissées par Hamming



## 5.9.1 - DETERMINATION DE $\overline{Gyx}$ (f) PAR LA METHODE INDIRECTE

Nous avons déjà vu que la densité spectrale de puissance Gx (f) d'un signal x (t), Gx (f) = Sx (f) . $Sx^*$(f), était la transformée de Fourier de la fonction d'autocorrelation Rx ($\tau$) du signal x (t).

On démontre de même que la densité spectrale croisée Gyx(f) de deux signaux y (t) et x (t), Gyx (f) = Sy (f) . $Sx^*$ (f) est la transformée de Fourier de la fonction de cross correlation Ryx ($\tau$) des signaux y (t) et x (t).

La fonction de cross correlation Ryx ($\tau$) est une fonction définie dans l'intervalle ($-\tau M$, $+\tau M$) par un nombre d'échantillons égal à $1 + 2\, Fq\, \tau M$, et qui satisfait à la relation Ryx ($-\tau$) = Ryx ($\tau$).

Ecrivons Ryx ($\tau$) sous la forme :

$$Ryx(\tau) = 1/2 \left[ (Ryx(\tau) + Ryx(-\tau)) + (Ryx(\tau) - Ryx(-\tau)) \right]$$

où (Ryx ($\tau$) + Ryx ($-\tau$)) est une fonction paire

et où (Ryx ($\tau$) - Ryx ($-\tau$)) est une fonction impaire

Si l'on écrit Gyx (f) sous la forme :

$$Gyx(f) = Cyx(f) - j\, Qyx(f)$$

Et si l'on tient compte de la relation Ryx ($-\tau$) = Rxy ($\tau$) on obtient :

$$\overline{Cyx}(f) = \int_0^{\infty} (Ryx(\tau) + Rxy(\tau)) \cos 2\pi f \tau \, d\tau$$

$$\overline{Q\,yx}(f) = \int_0^{\infty} (Ryx(\tau) - Rxy(\tau)) \sin 2\pi f \tau \, d\tau$$

Il suffira donc de calculer les deux fonctions Ryx ($\tau$) et Rxy ($\tau$) dans l'intervalle (0,$\tau$M). Chacune de ces fonctions sera donc définie par un nombre d'échantillons M = 1 + Fq $\tau$ M.

Les fonctions $\overline{Cyx}$ (f) et $\overline{Q\,yx}$ (f) seront définies dans un intervalle (0, Fq/2) par M échantillons. La correction de fenêtre (HANNING ou HAMMING) s'effectuera séparément sur Cyx et Q yx à l'aide de moyennes pondérées sur des groupes successifs de 3 résultats.

La densité spectrale croisée $\overline{Gyx}$ (f) sera finalement définie par une fonction réelle $\overline{Cyx}$ (f) et une fonction imaginaire $\overline{Qyx}$ (f), dans un intervalle (0, Fq/2), avec une définition égale à $1/2\,\tau M$ et une sélectivité égale à $1/\tau M$.

De ces deux fonctions on tirera ensuite facilement les termes $\left|\overline{Gyx}\,(f)\right|$ et $\overline{\Phi yx}$ (f).

Cette méthode a été utilisée dans le programme CROSSROVE

(listing p. 8) qui fait appel au sous programme SPECAM (listing p. 5).

### 5.9.2 - DETERMINATION DE $\overline{Gyx}$ (f) PAR LA METHODE DIRECTE

La méthode consiste à traiter directement les 2 signaux y (t) et x (t), tous deux définis dans un intervalle (- T/2, + T/2) par un nombre d'échantillons égal à N = 1 + Fq T, et à calculer les transformées de Fourier Sy (f) et Sx (f) de ces deux signaux :

$$Sy\ (f) = Ay - j\ By$$

$$Sx\ (f) = Ax - j\ Bx$$

Chacune de ces deux fonctions est définie dans un intervalle (0, Fq/2) par un nombre d'échantillons complexes égal à 1 + Fq T/2.

La correction de fenêtre (HANNING ou HAMMING) s'effectue dans le domaine fréquentiel à l'aide d'une moyenne pondérée sur des groupes successifs de 3 données : cette correction est appliquée aux fonctions Ay (f) By (f), Ax (f) et Bx (f).

Une fois cette correction effectuée on calcule les composantes réelles et complexes de la densité spectrale croisée Gyx (f) :

$$Gxy\ (f) = Cyx\ (f) - j\ Qyx\ (f)$$

$$Cyx\ (f) = Ay\ (f) \cdot Ax\ (f) + By\ (f) \cdot Bx\ (f)$$

$$Qyx\ (f) = Ax\ (f) \cdot By\ (f) - Ay\ (f) \cdot Bx\ (f)$$

La stabilité des estimations Cyx (f) et Qyx (f) est trés médiocre, et l'on améliore la qualité de ces résultats par l'une des deux méthodes indiquées précédemment.

La première de ces méthodes consiste à traiter successivement plusieurs couples de fragments y (t), x (t) et à effectuer la moyenne des estimations Cyx (f) et Qyx (f) obtenues à partir de chaque couple de fragments.

La seconde méthode (51) consiste à effectuer la moyenne pondérée (par une loi gaussienne) de plusieurs valeurs successives Cyx (f), et à opérer de même pour Qyx (f).

## 5.10 - FONCTION DE COHERENCE

La fonction de cohérence de deux signaux y (t) et x (t) est une fonction $\gamma^2 yx\ (f)$ répondant à la définition suivante :

$$\gamma^2_{yx}\ (f) = \frac{\left|\overline{Gyx\ (f)}\right|^2}{\overline{Gy\ (f)} \cdot \overline{Gx\ (f)}}$$

si les deux signaux y (t) et x (t) ne sont obsolument pas corrélés le terme $\overline{Gyx}$ (f) sera nul, ainsi que la cohérence.

Si par contre on considère un système linéaire à paramètres constants possédant une entrée unique à laquelle on applique un signal x (t) et une sortie sur laquelle on recueille un signal y (t), la cohérence sera égale à l'unité en raison de la relation propre aux systèmes linéaires :

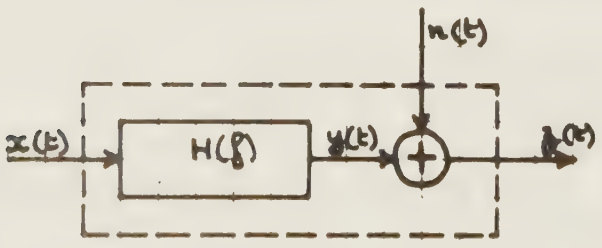
$$(\overline{Gyx}\ (f)) = \sqrt{\overline{Gy}\ (f) \cdot \overline{Gx}\ (f)}$$

Dans la réalité les valeurs de $\gamma^2 yx$ (f) mesurées sont comprises entre 0 et 1, ce qui peut correspondre à l'une des situations suivantes (24, p. 104) :

- Le système reliant x (t) et y (t) n'est pas linéaire.
- Un bruit non correlé avec x (t) et y (t) se trouve superposé à l'un de ces deux signaux.
- Le signal y (t) est du à la combinaison de plusieurs signaux d'entrée x1 (t), x2 (t)...

Nous n'avons en aucune façon tenté de vérifier l'hypothèse de linéarité, ceci faute de disposer d'une méthode utilisable. A notre connaissance cette vérification qui conditionne toute étude de l'influence réciproque de plusieurs voies EEG n'a été abordée que par D.O. WALTER (117).

## 5.IO.I - INFLUENCE SUR LA VALEUR DE $\gamma^2$ D'UN BRUIT SUPERPOSE




Supposons par exemple que le signal z (t) effectivement mesuré soit la résultante du signal y (t) délivré par un système linéaire et d'un bruit n (t) non correlé avec x (t), ni avec y (t).

La cohérence mesurée s'écrit dans ces conditions :

$$\gamma^2 zx = \frac{(\overline{Gzx})^2}{\overline{Gz} \cdot \overline{Gx}}$$

avec :

$$Gzx = Sz \cdot Sx^* = (Sy + Sn) \cdot Sx^* = Gyx + Gnx$$

$$Gzz = Sz \cdot Sz^* = (Sy + Sn) \cdot (Sy + Sn)^* = Gy + Gyn + Gny + Gn$$

Le bruit n (t) n'étant correlé ni avec x (t), ni avec y (t) nous obtiendrons, si la durée T des signaux étudiés est suffisamment longue :

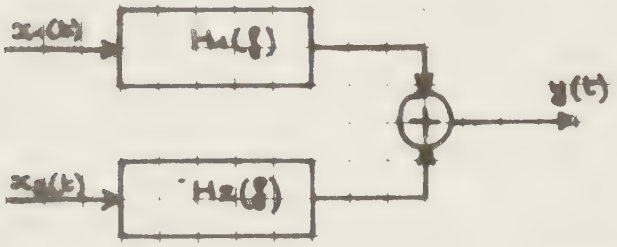
$$\overline{Gnx} \longrightarrow 0, \quad \overline{Gyn} \longrightarrow 0, \quad \overline{Gny} \longrightarrow 0, \quad \text{si } T \longrightarrow \infty$$

$$(\overline{Gzx})^2 \longrightarrow (\overline{Gyx})^2 = Gy \cdot Gx$$

$$\gamma^2_{zx} \longrightarrow \frac{Gy \cdot Gx}{(Gy + Gn) \cdot Gx} = \frac{Gy}{Gy + Gn}$$

On constate dans ces conditions qu'une valeur de $\gamma^2$ inférieure à l'unité peut caractériser la présence d'un bruit non correlé au niveau de la sortie d'un système linéaire.

5.IO.2 - CAS D'UN SYSTEME A ENTREES MULTIPLES




Supposons que le système étudié soit linéaire et possède deux entrées sur lesquelles on applique les signaux x1 (t) et x2 (t), et que l'on désire étudier la cohérence $\gamma^2_{yx1}$.

Si x1 (t) et x2 (t) sont absolument indépendants l'existence de x2 (t) se traduira par un bruit superposé au niveau de la sortie du système ce qui nous ramène au cas précédent.

Si x1 (t) et x2 (t) sont entièrement corrélés et si x2 (t) et y (t) sont reliés par un système linéaire, la cohérence $\gamma^2_{yx1}$ sera égale à l'unité quelque soit le type de liaison existant entre x1 (t) et y (t).

La multiplicité des entrées devient donc une cause d'erreur dans l'interprétation des valeurs de cohérence calculées. C'est pour cette raison qu'ont été développées les notions de cohérences conditionnelles et de cohérences multiples, notions qui ont été définies à la fin chapitre 4.

Rappelons brièvement les modalités de calcul des cohérences conditionnelles et multiples telles qu'elles ont été définies par GOODMAN (65) (66) et mises en application par WALTER et ADEY (II6). Notons à ce propos que les méthodes préconisées par BENDAT et PIERSOL (24) sont sensiblement différentes de celles de GOODMAN.

Si le système étudié possède N entrées-sorties la première phase du traitement consiste à calculer, pour chaque bande de fréquence étudiée, la matrice complexe Gjk des densités spectrales directes et croisées du système.

La seconde phase consiste à calculer la matrice complexe $G^{jk}$ inverse de la matrice Gjk.

Dans ces conditions la cohérence conditionnelle existant entre les signaux xj (t) et xk (t) dans la bande de fréquence considérée est donnée par la relation :

$$\gamma_{Cjk} = \frac{|G^{jk}|}{\sqrt{G^{jj} \cdot G^{kk}}}$$

Cette cohérence conditionnelle caractérise le degré de causalité liant,

dans la bande de fréquence considérée, le signal xj (t) au signal xk (t) si l'on suppose ces deux signaux indépendants des (N-2) autres.

Quant à la cohérence multiple elle est donnée par la relation :

$$\gamma_{Mj} = 1 - \frac{1}{G^{jj} \cdot Gjj}$$

Cette cohérence multiple caractérise, dans la bande de fréquence considérée le degré maximum de causalité liant le signal xj (t) à la combinaison linéaire optimale des (N-1) autres signaux.

Le programme CROSSROVE (listing p. 8) nous a permis de calculer, par une méthode spectrale indirecte, la fonction de cohérence $\gamma yx$ (f) d'un couple de signaux x (t) et y (t). Notons que la fonction calculée par ce programme est $\gamma yx$ et non pas $\gamma^2 yx$.

Nous avons mis en oeuvre les notions de cohérence simples, conditionnelles et multiples dans l'étude du sujet S2. Cette étude porte sur 5 signaux EEG bipolaires d'une durée de 10 secondes.

La figure S201 représente l'enregistrement des 5 signaux étudiés et les 5 densités spectrales Gjj correspondantes. On constate sur cette figure que le phénomène étudié présente un pic d'énergie à des fréquences comprises entre 7 et 9 Hz selon la voie considérée.

La figure S202 représente les 10 fonctions de cohérence simple ( $\gamma jk$ et non pas $\gamma^2 jk$) et les 10 fonctions de déphasage relatives à chaque couple de voies. On constate que seules les cohérences $\gamma 13$ et $\gamma 24$ présentent des valeurs significatives dans la gamme des fréquences comprises entre 7 et 9 Hz.

Le tableau S204 est un résumé des différentes phases du calcul qui a permis d'obtenir, pour les fréquences 7,8 et 9 Hz, les cohérences simples, conditionnelles et multiples du système étudié.

### 5.10.3 - LIMITES DE CONFIANCE DES ESTIMATIONS DE COHERENCE

La cohérence calculée dans une bande de fréquence de largeur Be (Be est la largeur moyenne de la fenêtre spectrale) à partir d'un couple de fragments y (t) et x (t) d'une durée limitée égale à T, est évidemment une estimation $\hat{\gamma}yx$ de la cohérence $\gamma yx$.

L'étude de la distribution de cette estimation a été effectuée par ENOCHSON et GOODMAN (56) et reprise par BENDAT et PIERSOL (24, p. 213 à 216).

Il ressort de cette étude que si le nombre K de degrés de liberté du résultat spectral (K = 2 Be T) est supérieur à 20 et si la valeur réelle de $\gamma^2 yx$ est comprise entre 0.35 et 0.95 (ou $\gamma yx$ entre 0.6 et 0.98); la fonction $\delta yx$ définie ci-dessous obéit à une distribution gaussienne.

$$\delta_{yx} = \text{TANH}^{-1}(\hat{\gamma}_{yx}) = \frac{1}{2} \text{Log}\left(\frac{1+\hat{\gamma}_{yx}}{1-\hat{\gamma}_{yx}}\right)$$

Cette distribution gaussienne possède une moyenne $\eta$ et une variance $\sigma^2$ telles que :

$$\eta = \frac{1}{K-2} + \text{TANH}^{-1}(\gamma_{yx}) \quad , \quad \sigma^2 = \frac{1}{K-2}$$

Nous pouvons donc écrire :

$$\text{PROB}\left(z_{1-\alpha/2} < \frac{\delta_{yx} - \eta}{\sigma} \leqslant z_{\alpha/2}\right) = 1 - \alpha \quad \text{avec :}$$

niveau de confiance : $1 - \alpha$
seuils de confiance : $\alpha/2$ et $1 - \alpha/2$
$z_\beta$ = abscisse d'une distribution gaussienne correspondant à une aire de surface $\beta$.

$$\beta = \int_{z_\beta}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot e^{-z^2/2}$$

$$z_{\alpha/2} = z_{1-\alpha/2}$$

La formule ci-dessus peut s'écrire :

$$\text{TANH}\left[\delta_{yx} - \frac{1}{K-2} - \frac{z_{\alpha/2}}{\sqrt{K-2}}\right] \leqslant \gamma_{yx} < \text{TANH}\left[\delta_{yx} - \frac{1}{K-2} + \frac{z_{\alpha/2}}{\sqrt{K-2}}\right]$$

Cette formule est évidemment trés difficile à mettre en oeuvre. Aussi avons nous écrit un programme (listing P 12) qui nous a permis d'obtenir les abaques T 02.

Ces abaques fournissent directement les limites de confiance d'une estimation $\hat{\gamma}_{yx}$ (et non pas $\hat{\gamma}^2_{yx}$) en fonction du niveau de confiance désiré et du nombre de degrés de liberté.

## 5.11 - DEPHASAGES

La fonction déphasage $\Phi_{yx}(f)$ est la phase de la densité spectrale croisée $G_{yx}(f)$.

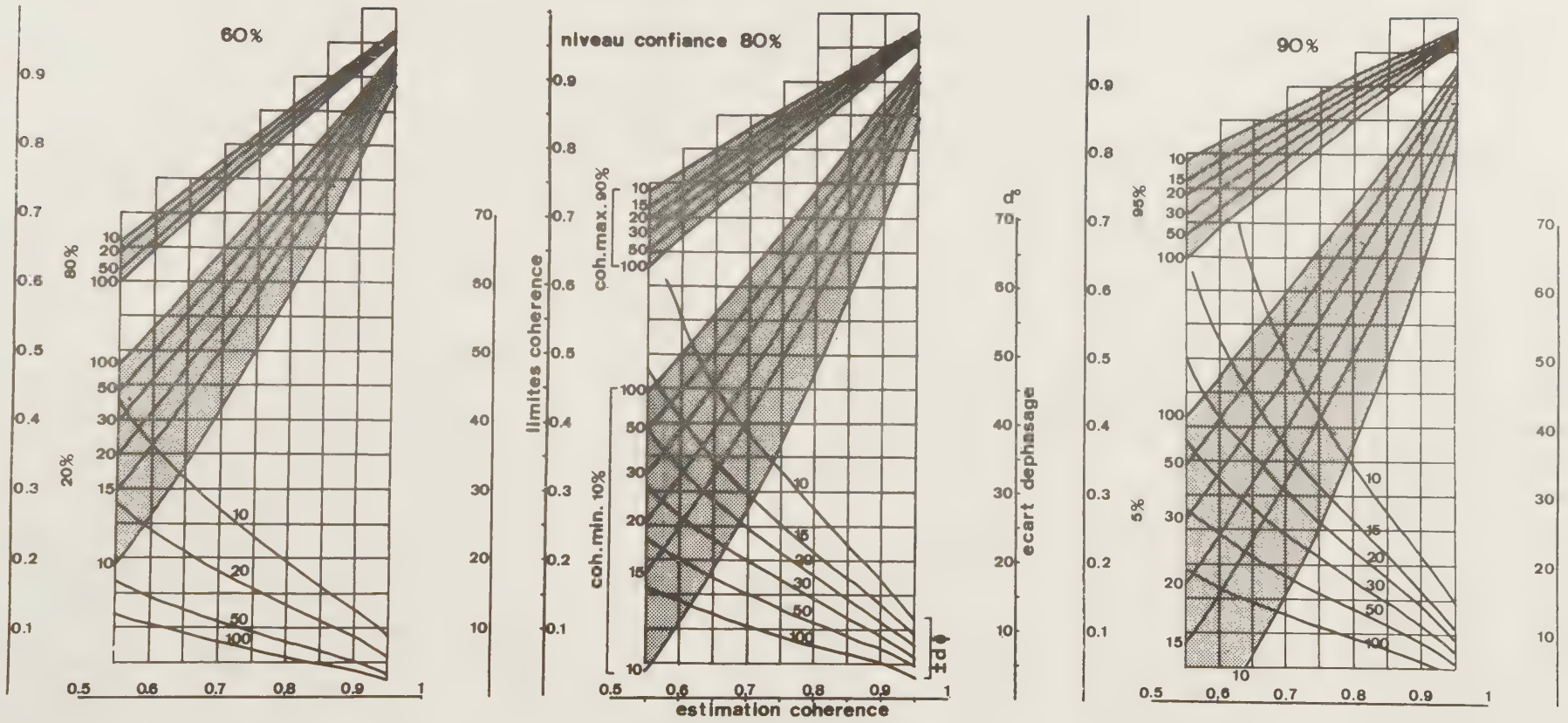
Nous avons déjà noté que cette phase étant égale à la différence des phases des transformées de Fourier $S_y(f)$ et $S_x(f)$ des deux signaux $x(t)$ et $y(t)$.

Si l'on utilise la méthode spectrale indirecte cette phase est donnée par la relation

$$\text{ARCTG}\left[\Phi_{yx}(f)\right] = \frac{Q_{yx}(f)}{C_{yx}(f)}$$

T 02

## LIMITES DE CONFIANCE DE COHERENCE ET DEPHASAGE



C'est cette dernière méthode qui a été utilisée dans le programme CROSSROVE (listing p. 8).

Un déphasage calculé dans une bande de fréquence de largeur Be (Be étant la largeur moyenne de la fenêtre spectrale) à partir d'un couple de fragments y (t) et x (t) d'une durée limitée T, est évidemment une estimation $\hat{\Phi}_{yx}$ du déphasage $\Phi_{yx}$

On démontre (24, p. 209 à 213) que les limites de confiance de l'estimation $\hat{\Phi}_{yx}$ sont données par la relation :

$$\hat{\Phi}_{yx} - \varepsilon < \Phi_{yx} < \hat{\Phi}_{yx} + \varepsilon$$

avec :

$$\sin \varepsilon \# \frac{1}{\gamma_{yx}} \sqrt{\left[(1 - \gamma^2_{yx})\right] \left[(1 - \beta)^{-\frac{2}{K}} - 1\right]}$$

avec :

niveau de confiance : $\beta$
nombre de degré de liberté : K = 2 Be T
$\gamma_{yx}$ : cohérence.

Cette formule est évidemment trés difficile à mettre en oeuvre. Aussi avons nous écrit un programme (listing p. 12) qui nous a permis de mettre cette relation sous forme d'abaques (abaques T 02).

Ces abaques permettent d'obtenir l'angle $\varepsilon = d\Phi$ en fonction du niveau de confiance désiré, du nombre de degrés de liberté K, et de la valeur de la cohérence $\gamma_{yx}$ (et non pas $\gamma^2_{yx}$) mesurée.

On constate que $d\Phi$ est d'autant plus petit que la cohérence est élévée. C'est dans ce sens que l'on a pu dire que la cohérence caractérisait la stabilité du déphasage.

# 6 METHODES ET ALGORITHMES DE TRAITEMENT

# 6 - METHODES ET ALGORITHMES DE TRAITEMENT

## 6.1 - ECHANTILLONNAGE ET QUANTIFICATION

Tous les traitements décrits dans les paragraphes suivants ont été effectués sur ordinateur. Ces traitements ne portent donc pas sur les signaux analogiques issus des capteurs, mais sur une suite de valeurs numériques obtenues par un échantillonnage suivi d'une quantification du signal analogique. Il est donc indispensable, avant de décrire les traitements effectués d'étudier l'effet de ces deux opérations.

### 6.1.1 - ECHANTILLONNAGE

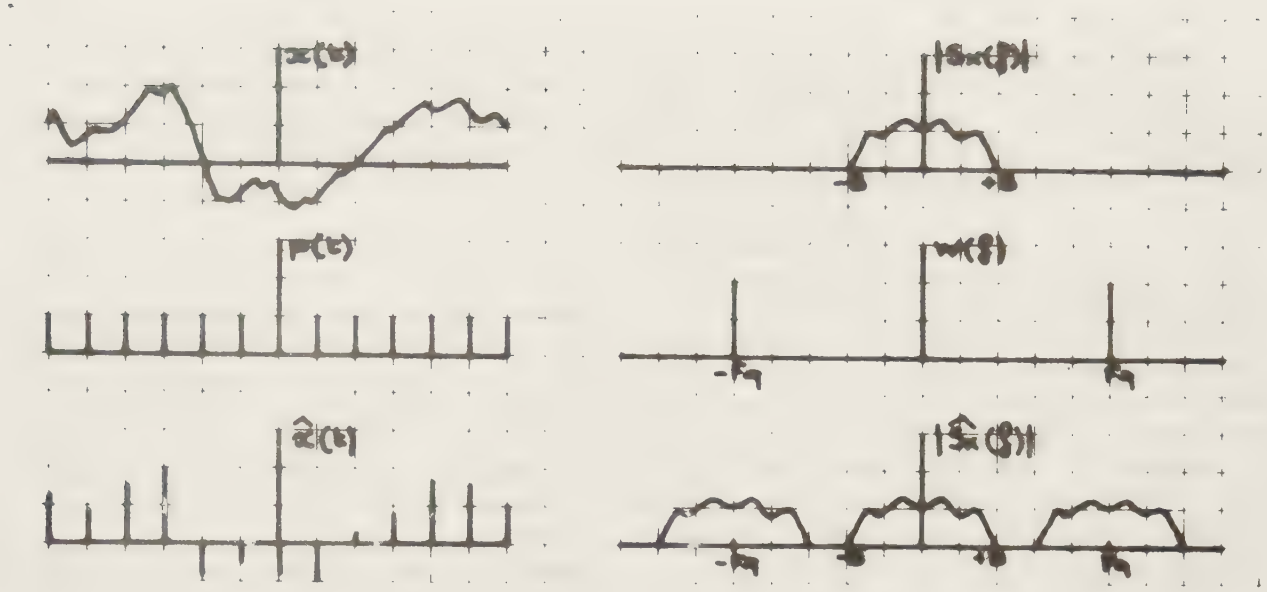
Echantillonner à la fréquence Fq un signal continu x (t) revient théoriquement à multiplier x (t) par une suite d'impulsions infiniment brèves de fréquence Fq (ou de période $\Delta t = 1/Fq$). Appelons p (t) cette suite d'impulsions et étudions successivement les transformées de Fourier des fonctions x (t), p (t) et $\hat{x}$ (t) = x (t). p (t).

$$x(t) \qquad Sx(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)\, e^{-2\pi jft}\, dt$$

$$p(t) = \Delta t \sum_{q=-\infty}^{q=+\infty} \delta(t - q\ t) \qquad W(f) = \sum_{q=-\infty}^{q=+\infty} \delta(f - qFq)$$

$$\hat{x}(t) = x(t) \cdot p(t) \qquad \hat{Sx}(f) = Sx(f) * W(f)$$

$$\hat{x}(t) = \Delta t \sum_{q=-\infty}^{q=+\infty} x(q\Delta t)\, \delta(t - q\Delta t) \qquad \hat{Sx}(f) = \sum_{q=-\infty}^{q=+\infty} Sx(f - qFq)$$



On constate donc que le spectre de la fonction échantillonnée $\hat{x}$ (t) est celui de x (t) répété sur l'axe des fréquences avec une période égale à Fq.

Si x (t) a une transformée de Fourier Sx (f) nulle pour $|f| \geqslant B$, il faudra pour que la répétition périodique du spectre n'entraine pas une déformation de ce dernier que la fréquence Fq d'échantillonnage soit égale ou supérieure à 2 B.

On constate donc qu'une réalisation x (t) de durée T et de bande passante B sera parfaitement définie par un échantillonnage à la fréquence Fq = 2B, et donc par un nombre d'échantillonnage égal à 2BT. Inversement (24, p. 200 à 202) on démontre que la transformée de Fourier d'un tel échantillon sera parfaitement définie dans l'intervalle (-B, +B) par 2BT valeurs (ce qui correspond à une sélectivité de 1/T), cette valeur 2BT est appelée nombre de degrés de liberté de la réalisation x (t).

Si la condition $Fq \geqslant 2B$ (critère de NYQUIST) n'est pas respectée on constatera un phénomène de repliement du spectre (Aliasing), phénomène qui a été mis en évidence sur la figure S 102 de cette étude. Le signal étudié sur cette figure a été échantillonné à quatre cadences différentes (150, 100, 75 et 30 pts/s) et a donné lieu à chacune de ces cadences au calcul de la densité spectrale. Nous avons constaté que les spectres Sx 150 et Sx 100 étaient confondus, alors que le spectre Sx 75 laissait apparaître un début de repliement : la bande passante du signal étudié était donc inférieure à 50 Hz. Le phénomène de repliement devenait trés apparent sur le spectre Sx 30 et l'on pouvait vérifier que l'erreur d'aliasing due au chevauchement des spectres successifs générés par l'échantillonnage était effectivement de la forme :

$$Sx_{30}(f) \# Sx_{150}(f) + Sx_{150}(30 - f)$$

Dans la pratique il convient, si l'on désire utiliser une fréquence d'échantillonnage égale à Fq, de filtrer préalablement le signal à l'aide d'un filtre passe bas de largeur de bande (0,Fq/2). Ce filtrage peut d'ailleurs être effectué soit en analogique, soit en numérique.

Dans l'ensemble des programmes qui ont été mis au point dans le cadre de cette étude nous avons considéré que la bande passante des signaux traités était 0-62 Hz et qu'au dela de 31 Hz les composantes présentes dans le signal avaient une amplitude trés faible et étaient dues au bruit de l'appareillage de mesure. La fréquence d'échantillonnage de ces signaux a été choisie égale non pas à 124 Hz, mais à 372 ou 744 Hz : mais chaque programme de traitement comprend, au niveau de l'introduction des données une séquence d'instructions facultative qui permet d'effectuer une moyenne mobile (pondérée ou non) sur des groupes successifs de 3,6 ou 12 données. Ce filtrage numérique permet de se ramener à une fréquence d'échantillonnage de 62 Hz ou 124 Hz et de diminuer les erreurs d'aliasing grâce à un filtrage des composantes de fréquence supérieure à environ 31 Hz.

Mais dans la réalité les impulsions d'échantillonnage ne peuvent avoir une durée infiniment courte et il conviendrait de tenir compte des distorsions introduites par la durée et également la forme de ces impulsions (86, p. 71 à 77).

### 6.1.2 - PREFILTRAGE NUMERIQUE

Lors des expériences les signaux EEG sont stockés à l'aide d'enregistreurs magnétiques analogiques possédant une bande passante de 0-1250 Hz. En toute rigueur il conviendrait donc d'échantillonner les signaux à une cadence Fq = 2500 Hz afin d'éviter que le bruit de l'enregistreur n'introduise des erreurs d'aliasing. En réalité le rapport signal/bruit des enregistrements analogiques étant de l'ordre de 40 db l'erreur d'aliasing due au bruit de l'enregistreur est, ainsi que nous l'avons vérifié, pratiquement négligeable.

Les cadences Fq d'échantillonnage utilisées dans les traitements que nous avons effectués ont pour valeur 372 Hz ou 744 Hz, ce qui correspondrait à des signaux possédant une bande passante de 186 Hz ou de 372 Hz. Or la bande passante des signaux EEG est au maximum égale à 50 Hz (figure S 102), et les composantes spectrales significatives sont comprises entre 0 et 30 Hz.

Nous constatons donc que la bande passante utile du signal EEG est 6 ou 12 fois plus faible que la bande passante correspondant aux cadences d'échantillonnage de 372 Hz ou 744 Hz. C'est pour cette raison que nous avons prévu dans tous nos programmes de traitement une séquence d'instructions permettant de choisir entre 3 modes de filtrage numérique. Ces filtrages permettent de diviser par 3, 6 ou 12 la cadence d'échantillonnage ainsi que le volume des données effectivement traitées, et sont réalisés à l'aide d'une moyenne pondérée portant sur des groupes successifs de 3,6 ou 12 échantillons primaires. Les formules de pondérations adoptées sont les suivantes :

Filtrage par 3 $\quad Xj = (x_j + 2x_{j+1} + x_{j+2})/4$

Filtrage par 6 $\quad Xj = \left(x_j + 2x_{j+1} + 3x_{j+2} + 3x_{j+3} + 2x_{j+4} + x_{j+5}\right)/12$

Filtrage par 12 $\quad Xj = \left(x_j + 2x_{j+1} + 3x_{j+2} + 4x_{j+3} + 5x_{j+4} + 6x_{j+5} + 6x_{j+6} + 5x_{j+7} + 4x_{j+8} + 3x_{j+9} + 2x_{j+10} + x_{j+11}\right)/42$

Nous allons plus particulièrement étudier le filtrage par 6. Ce filtrage peut être considéré comme le produit des 2 filtrages successifs suivants :

$$Yj = \left(x_j + x_{j+1} + x_{j+2}\right)/3 \qquad \text{et}$$

$$Xj = \left(Y_j + Y_{j+1} + Y_{j+2} + Y_{j+3}\right)/4$$

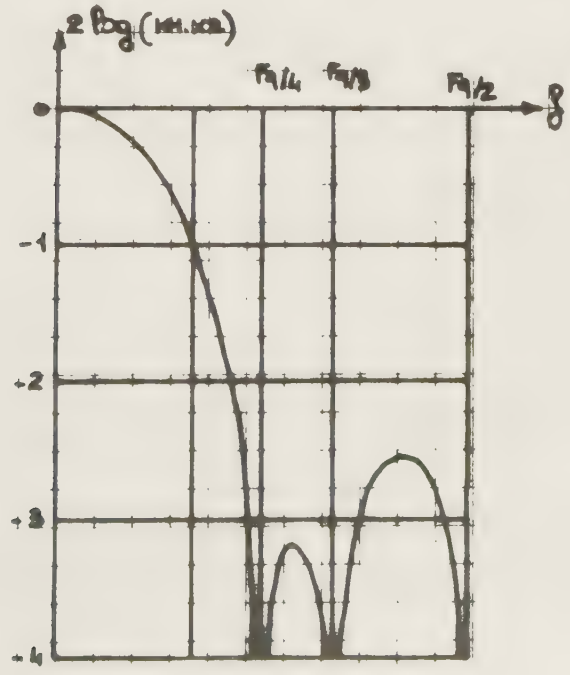
On démontre facilement (68, p. 314 à 317) que le premier filtrage introduit une déformation de la densité spectrale de puissance du signal telle que chaque composante de fréquence f de cette fonction se trouve multipliée par un facteur égal à

$$K1 = \left[(1 + 2\cos 2\pi f/Fq)/3\right]^2$$

On démontre également que le second filtrage a un effet analogue correspondant à un facteur égal à :

$$K2 = \left[(\sin 4\pi f/Fq)/(4\sin \pi f/Fq)\right]^2$$

Le filtrage global, résultant du produit de ces deux filtrages, introduit une déformation de la densité spectrale de puissance correspondant à la courbe suivante :



On constate que cette courbe d'affaiblissement est celle d'un filtre passe bas de bande passante 0-Fq/4. On pourra donc ne conserver qu'une donnée Xj sur 2 sans introduire d'erreur d'aliasing sensible.

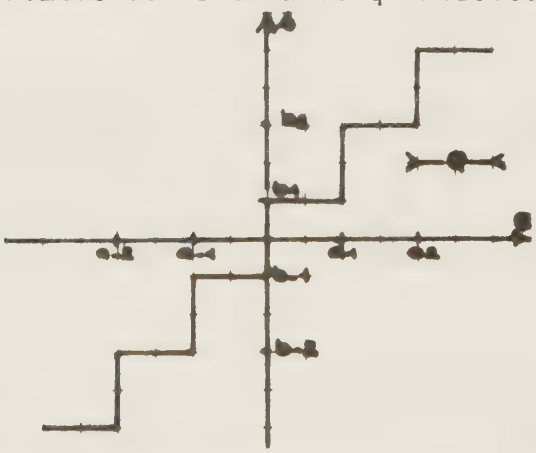
Si Fq = 372 Hz le fait de ne retenir qu'une donnée Xj sur 2 ramène à 93 Hz (Fq/4) la bande passante du signal traité.

Nous avons encore simplifié le traitement en ne conservant en fait qu'une donnée Xj sur 6 : dans ces conditions la bande passante du signal traité est ramenée à 31 Hz (Fq/12). Par ailleurs les composantes de signal EEG comprises entre 31 Hz et 93 Hz étant d'une amplitude trés faible on a pu vérifier que l'erreur d'aliasing introduite par cette tranche de fréquences était négligeable.

### 6.1.3 - QUANTIFICATION

Aprés filtrage et échantillonnage le signal est quantifié, ce qui revient à dire que l'on fait correspondre à l'ensemble continu des grandeurs d'entrée un ensemble de valeurs discrètes de valeurs de sortie. Cette transformation non linéaire comporte deux variables : le nombre de digits et la loi du pas de quantification (25) (27, p. 982) (69).

Nous allons nous limiter au cas correspondant à une loi de quantification linéaire et évaluer l'erreur quadratique moyenne en fonction du nombre de niveaux de quantification (25).



Un dispositif de quantification linéaire associe à un signal continu d'entrée e un signal de sortie s tel que :

$$s = b_{i+1} \quad \text{quand} \quad a_i < e \leqslant a_{i+1}$$

Considérons maintenant un signal analogique explorant un pas de hauteur Q de façon linéaire, c'est à dire un signal de la forme x = t pour $-Q/2 < t < +Q/2$

L'erreur quadratique moyenne introduite dans ces conditions par la quantification linéaire sera égale à :

$$\varepsilon = \left[ 2 \frac{1}{Q/2} \int_0^{Q/2} t^2 \, dt \right]^{-1/2} = \frac{Q}{\sqrt{12}} = 0.29\ Q$$

Le bruit rajouté au signal par la quantification a donc une valeur efficace de 0.29 Q. Si la quantification s'effectue avec 256 niveaux (8 bits) le rapport signal/bruit caractéristique de la quantification sera égal à 0.29/256 soit environ $10^{-3}$.

Quoiqu'il en soit l'erreur introduite par la quantification dans le calcul d'un moment d'ordre 2 (correlation, densité spectrale) est égale à $Q^2/12$ et donc négligeable dans la pratique.

## 6.2 - CALCUL DE LA VALEUR MOYENNE

(24, p. 133 à 141, 184 à 186, 202 et 203).

La valeur moyenne $\Pi x$ d'une réalisation x (t) d'un processus aléatoire, stationnaire et ergodique est donnée par la formule :

$$\Pi x = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t)\, dt$$

En fait, nous n'avons accés qu'à des réalisations x (t) de durée limitée et ne pouvons calculer qu'une estimation $\hat{\Pi}x$ de la forme :

$$\hat{\Pi}x = \frac{1}{T} \int_0^T x(t)\, dt$$

Si le calcul s'effectue suivant une procédure numérique le signal x (t) défini sur une durée T sera échantillonné à une fréquence Fq au moins égale au double de la bande passante B du signal et donnera naissance à N échantillons numériques. On calculera alors une estimation échantillonnée de la forme :

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} Xi$$

On démontre (24) que $\bar{X}$ est une estimation sans biais et consistante de $\Pi x$. On démontre également que si la série des échantillons Xi a une distribution normale et si $S_X^2$ est une estimation échantillonnée de la variance calculée suivant la formule :

$$S_x^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{i=N} (Xi - \bar{X})^2$$

la quantité tn

$$tn = \frac{(\bar{X} - \Pi x)\sqrt{n}}{Sx} \quad \text{avec} \quad n = 2BT - 1$$

obéit à une distribution de STUDENT avec n degrés de liberté. Notons que n = N - 1 si Fq = 2B.

La critique de l'estimation $\bar{X}$ s'effectuera donc en appliquant la formule :

$$\left(\bar{X} - \frac{Sx\ tn,\alpha/2}{n}\right) \leqslant \Pi x < \left(\bar{X} + \frac{Sx\ tn,\alpha/2}{n}\right) \quad \text{avec :}$$

niveau de confiance = $1 - \alpha$
seuils de confiance : $\alpha/2$ et $1 - \alpha/2$
$n = 2BT - 1$
$tn, \alpha/2 = tn, 1 - \alpha/2$ : t de student pour n degrés de liberté et un seuil de probabilité égal à $\alpha/2$

$\bar{X}$ : estimation de $\Pi x$
Sx : estimation de $\sigma x$

L'abaque T01 donne la fonction $tn/\sqrt{n}$ en fonction de n pour les seuils de confiance de 5 % et de 10 %.

Par ailleurs les algorithmes de calcul et de critique de la valeur moyenne ont été utilisés dans le programme ROVESTATIOTEST (listing p. 3) qui permet de tester la stationnarite de la valeur moyenne d'un signal : la méthode employée consiste à diviser une réalisation x (t) d'un signal en tranches successives d'une durée trés courte, par exemple 0.5S. Dans chacune de ces tranches on calcule la valeur moyenne du signal et les limites de confiance de cette valeur moyenne, ce qui permet de vérifier si les différentes valeurs calculées successivement sont représentatives d'une valeur moyenne commune.

## 6.3 - CALCUL DE LA VARIANCE

(24, p. 136 à 141, 186 à 190, 204 et 205).

La variance $\sigma x^2$ d'une réalisation x (t) d'un processus aléatoire, stationnaire et ergodique est donnée par la formule :

$$\sigma x^2 = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_0^T (x(t) - \mu x)^2 \, dt$$

En fait, nous n'avons accés qu'à des réalisations x (t) de durée limitée et ne pouvons calculer qu'une estimation $\hat{\sigma} x^2$ de la forme :

$$\hat{\sigma} x^2 = \frac{1}{T} \int_0^T (x(t) - \hat{\mu} x)^2 \, dt$$

Si le calcul s'effectue suivant une procédure numérique le signal x (t) défini sur une durée T sera échantillonné à une fréquence Fq au moins égale au double de la bande passante B du signal et donnera naissance à N échantillons numériques. On calculera alors une estimation échantillonnée de la forme :

$$Sx^2 = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} (Xi - \bar{X})^2$$

On démontre (24) que $Sx^2$ est une estimation avec biais de $\sigma x^2$. Une estimation sans biais et consistante pourra être obtenue en appliquant la formule :

$$Sx^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^{i=N} (Xi - \bar{X})^2$$

On démontre alors que si la série des échantillons Xi a une distribution normale la quantité $n\, Sx^2/\sigma x^2$ obéit à une distribution du $\chi^2$ à $n = 2BT - 1$ degrés de liberté. Notons que $n = N - 1$ si $Fq = 2B$.

La critique de l'estimation $Sx^2$ s'effectuera donc en ap-

pliquant la formule :

$$\frac{n\,Sx^2}{\chi^2_{n,\,\alpha/2}} \leqslant \sigma x^2 < \frac{n\,S^2}{\chi^2_{n,\,1-\alpha/2}}$$ avec

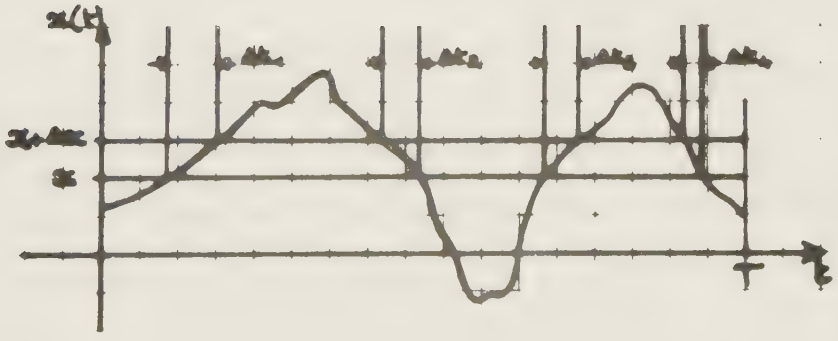
niveau de confiance = $1 - \alpha$
seuils de confiance = $\alpha/2$ et $1 - \alpha/2$
$n = 2BT - 1$
$Sx^2$ = estimation de $\sigma x^2$

L'abaque TO1 donne la fonction $n/\chi^2 n$ en fonction de n pour les seuils de confiance de 5 %, 10 %, 20 %, 95 %, 90 % et 80 %.

Par ailleurs les algorithmes de calcul et de critique de la variance ont été utilisés dans le programme ROVESTATIOTEST (listing p. 3) qui permet de tester la stationnarité de la variance d'un signal : la méthode employée consiste à diviser une réalisation x (t) d'un signal en fragments successifs de courte durée, par exemple 0.5S. Dans chacun de ces fragments on calcule une estimation et les limites de confiance de la variance. La juxtaposition des différentes valeurs calculées successivement permet de vérifier si toutes ces valeurs sont effectivement représentatives d'une variance commune.

## 6.4 - DENSITE DE PROBABILITE DU PREMIER ORDRE

(24, p.15 à 19, 69, 146 à 150, 188 à 192).



La densité de probabilité du 1° ordre p (x) d'une réalisation x (t) d'un processus aléatoire, stationnaire et ergodique est la probabilité pour que x (t) possède une valeur donnée x à un instant quelconque.

Si nous considérons une réalisation x (t) définie entre 0 et T on peut écrire que la probabilité pour que x (t) soit comprise à un

instant quelconque entre x et x + $\Delta x$ est égale au rapport Tx/T avec Tx = $\sum \Delta t_i$

Si nous faisons tendre T vers l'infini on obtient :

$$\text{PROB} \quad (x < x(t) \leqslant x + \Delta x) = \lim_{T \to \infty} \frac{Tx}{T}$$

Et si $\Delta x$ tend vers zéro :

$$\text{PROB} \quad (x < x(t) \leqslant x + \Delta x) \neq p(x)\, \Delta x$$

D'où :

$$p(x) = \lim_{\Delta x \to 0} \frac{\text{PROB}\,(x < x(t) \leqslant x + \Delta x)}{\Delta x} = \lim_{\Delta x \to 0} \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \cdot \frac{Tx}{\Delta x}$$

Dans la réalité nous n'avons accés qu'à des réalisations x (t) de durée limitée. Par ailleurs il existera toujours une quantité q (pouvoir séparateur d'un appareil de mesure ou poids d'un convertisseur analogique - numérique) telle que deux valeurs de x (t) séparées par une valeur $\Delta x$ inférieure à q apparaîtront comme confondues : il est donc impossible de faire tendre $\Delta x$ vers zéro et nous ne pourrons donc obtenir qu'une estimation échantillonnée de p (x).

Si le calcul s'effectue suivant une procédure numérique le signal x (t) défini sur une durée T sera échantillonné à une fréquence Fq que nous devrons dans ce cas fixer à 2 fois la bande passante du signal afin d'obtenir des échantillons indépendants : nous obtiendrons ainsi N = 2BT échantillons.

Une estimation échantillonnée $\hat{p}$ (x) de la densité de probabilité du 1° ordre de x (t) pourra dans ces conditions être obtenue en divisant l'intervalle de variation de x (t) en un nombre de classes égal à K, et en classant les N échantillons à l'intérieur de ces K classes. La fréquence ainsi mesurée dans la i° classe sera égale à fi.

Supposons maintenant que nous connaissions la densité de probabilité réelle $p_o$ (x) du signal étudié = à cette densité $p_o$ (x) aurait correspondu pour la i° classe une fréquence réelle égale à Fi.

On démontre dans ces conditions que la quantité :

$$X^2 = \sum_{i=1}^{i=K} \frac{(fi - Fi)^2}{Fi}$$

obéit à une loi du $\chi^2$ possédant K - 3 degrés de liberté.

Si nous avons fait une hypothèse sur la forme de $p_o$ (x) (hypothèse de distribution gaussienne par exemple) nous pourrons dire que $\hat{p}$ (x) est, à un niveau de confiance de 1 - $\alpha$, une estimation de $p_o$ (x) si :

$$X^2 \leqslant \chi^2 \; (K - 3), \alpha$$

Mais pour que ce critère soit valable il importe de convenablement choisir le nombre K de classes en fonction du nombre N d'échantillons indépendants à classer, et de la probabilité $\alpha$ retenue.

Si $\alpha = 0.05$ les valeurs de K seront données par le tableau suivant (126) :

| $\alpha$ | N | 200 | 400 | 600 | 800 | I000 | I500 | 2000 | $>$ 2000 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0.05 | K | I6 | 20 | 24 | 27 | 30 | 35 | 39 | $I.85\ N^{0.4}$ |

Il importe également de choisir la largeur et les valeurs centrales des classes successives en fonction de l'intervalle de variation de la fonction x (t).

Pour ce faire nous avons adopté la méthode suivante : nous calculons tout d'abord la moyenne et l'écart type des N échantillons :

$$\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{1}^{N} Xi \qquad Sx = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{L=1}^{L=N} (Xi - \bar{X})^2}$$

Nous déterminons ensuite la largeur des classes par la relation :

$$l = \frac{4.4\ Sx}{K - 2}$$

Nous partageons l'intervalle $(\bar{X} - 2.2\ Sx, \bar{X} + 2.2\ Sx)$ en K - 2 classes, et considérons que la 1° classe correspond à l'intervalle $(-\infty, \bar{X} - 2.2\ Sx)$ et la K° classe à l'intervalle $(\bar{X} + 2.2\ Sx, +\infty)$.

Evidemment il convient de tenir compte que la quantification des échantillons risque de favoriser le classement des données dans certaines classes privilégiées. Pour éviter cette distorsion nous adoptons pour ce genre de traitement, une fréquence d'échantillonnage 3 ou 6 fois supérieure à la fréquence de NYQUIST, et effectuons une moyenne sur des groupes successifs de 3 ou 6 échantillons. Une telle méthode présente en outre l'avantage d'améliorer la précision des résultats (33).

Cette méthode de détermination de la densité de probabilité du 1° ordre d'un signal a été utilisée dans le programme ROVETEST (listing p. 1) et dans le sous programme PROBAB (listing p. 2). Ces programmes permettent de traiter des blocs de 1024, 512 ou 256 données (après lissage suivant la méthode indiquée ci-dessus) et de les classer suivant 31, 23 ou I7 classes. Ces programmes permettent également d'effectuer un test d'ajustement par rapport à la densité de probabilité qui serait générée, suivant les mêmes classes, par une répartition gaussienne ayant même valeur moyenne et même écart type que le signal traité.

Les paramètres de ces programmes peuvent être résumés de la façon suivante :

| N | 256 | 512 | 1024 |
|---|---|---|---|
| K | 17 | 23 | 31 |
| $\chi^2_{K-3,\ 0.05}$ | 24 | 32 | 42 |

## 6.5 - VERIFICATION DU CARACTERE ALEATOIRE DU SIGNAL

### 6.5.1 - RUN-TEST (24 p. 156 à 158, p. 170)

Supposons le signal x (t) échantillonné à une cadence Fq convenable et considérons une série de N échantillons numériques Xi.

La valeur moyenne de cette série est : $\bar{X} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^{i=N} Xi$

Nous allons comparer successivement les N échantillons de la série Xi à la valeur moyenne $\bar{X}$. Nous noterons chaque comparaison sous la forme (+) si $Xi \geqslant \bar{X}$, et sous la forme (-) si $Xi < \bar{X}$.

Dans ces conditions on appelle "run" toute séquence d'observations successives ayant donné lieu à des comparaisons identiques. Un run est évidemment précédé et suivi par des runs correspondant à des comparaisons inverses.

Le nombre total de runs mesurés dans la séquence Xi est une variable aléatoire r . Si les N échantillons sont des observations indépendantes d'une même variable aléatoire le paramètre r obéit à une distribution telle que :

$$r_{N,\ 1-\alpha/2} \leqslant r < r_{N,\ \alpha/2} \qquad \text{avec :}$$

niveau de confiance = $1 - \alpha$
seuils de confiance : $\alpha/2$ et $1 - \alpha/2$
N : nombre d'échantillons de la série Xi

Les valeurs de $r_{N,\beta}$, telles que PROB $(r > r_{N,\beta}) = \beta$ sont données, pour N = 50 et pour N= 100 par le tableau suivant :

| N \ α | 0.99 | 0.975 | 0.95 | 0.05 | 0.025 | 0.01 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 50 | 17 | 18 | 19 | 32 | 33 | 34 |
| 100 | 38 | 40 | 42 | 59 | 61 | 63 |

Le run test est particulièrement efficace pour détecter des tendances fluctuantes dans une suite d'observations. Mais son application suppose évidemment que la valeur moyenne du signal analysé est stationnaire, ce qui n'est généralement pas le cas du signal EEG.

6.5.2 - TREND. TEST (24 p. 158 à 159, p. 171)

Supposons le signal x (t) échantillonné à une cadence Fq convenable et considérons une série de N échantillons numériques Xi.

Nous allons compter le nombre de fois où l'inégalité $Xi > Xj$ pour $i < j$ est vérifiée. Le résultat de ce test est une variable aléatoire T.

La détermination pratique de T se déroule de la façon suivante :

Si on pose :

$$hij = 1 \quad \text{pour} \quad xi > xj$$

$$hij = 0 \quad \text{pour} \quad xi \leqslant xj$$

Et :

$$Ti = \sum_{j=i+1}^{j=N} hij$$

On aura :

$$T = \sum_{i=1}^{i=N-1} Ti$$

Si les N échantillons de la série Xi sont des observations indépendantes d'une même variable aléatoire le paramètre T obéit à une distribution telle que :

$$T_{N,\ 1-\alpha/2} \leqslant T < T_{N,\ \alpha/2}$$ avec :

niveau de confiance : $1 - \alpha$
seuils de confiance : $\alpha/2$ et $1 - \alpha/2$
N : nombre d'échantillons de la série Xi

Les valeurs de $T_{N,\beta}$ telles que PROB $(T > T_{N,\beta}) = \beta$ sont données, pour N = 50 et pour N = 100 par le tableau suivant :

| N \ β | 0.99 | 0.975 | 0.95 | 0.05 | 0.025 | 0.01 |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 50 | 473 | 495 | 514 | 710 | 729 | 751 |
| 100 | 2083 | 2145 | 2198 | 2751 | 2804 | 2866 |

Le trend-test est particulièrement efficace pour détecter des tendances monotoniques dans une suite d'observations.

## 6.6 - DEMODULATION COMPLEXE

Nous avons déjà noté (paragraphe 5.1) qu'un signal x (t) périodique de période T pouvait s'écrire sous la forme :

$$x(t) = A_o + 2 \sum_{k=1}^{k=\infty} Ak \cos 2\pi k f_o t + Bk \sin 2\pi k f_o t$$

avec :

$$f_o = 1/T$$

$$Ak = 1/T \int_o^T x(t) \cos 2\pi k f_o t \, dt$$

$$Bk = 1/T \int_o^T x(t) \sin 2\pi k f_o t \, dt$$

Aux corrections de fenêtre prés ce sont des formules identiques qui sont utilisées pour calculer le spectre d'un signal quelconque défini sur un intervalle de temps limité de durée T.

Considérons maintenant les fonctions y (t) et z (t) obtenues en multipliant le signal x (t) respectivement par les fonctions cos $2\pi Lf_o t$ et sin $2\pi Lf_o t$.

$$y(t) = x(t) . \cos 2\pi L f_o t$$

$$z(t) = x(t) . \sin 2\pi L f_o t$$

Chaque composante de fréquence $Kf_o$ du signal x (t) va générer dans ces conditions des termes de fréquence $(K + L) f_o$ et $(K-L) f_o$ dans les fonctions y (t) et z (t).

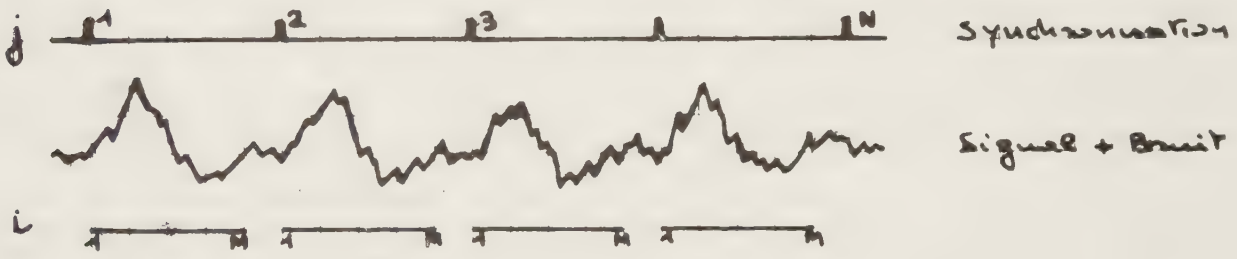
Si l'on soumet alors les deux fonctions y (t) et z (t) à un filtrage passe bas de bande passante (O,F) tel que $F < 1/T$, on ne conservera que les termes de fréquence nulle (correspondant à K = L) de ces fonctions, soit :

$$y^*(t) = A_L$$

$$z^*(t) = B_L$$

Si nous appliquons cette méthode à un signal aléatoire défini sur un intervalle de temps de durée T nous pourrons ainsi vérifier qualitativement la stabilité de l'amplitude d'une composante spectrale de fréquence $\nu = L/T$ de ce signal.

## 6.7 - EXTRACTION D'UN SIGNAL REPETITIF NOYE DANS UN BRUIT




IL est possible de déterminer un signal répétitif brouillé par un bruit de fond important en effectuant la somme de plusieurs signaux élémentaires. Il faut évidemment dans ces conditions que chaque signal élémentaire soit repéré par une impulsion de synchronisation. Dans le cas du signal EEG (étude de potentiels évoqués) l'impulsion de synchronisation est la stimulation, et un signal élémentaire est une réponse à la stimulation qui le synchronise.

Chaque signal élémentaire sera échantillonné à une cadence Fq convenable à partir de l'instant correspondant à l'impulsion de synchronisation à laquelle il est lié : un signal élémentaire donnera ainsi naissance à M échantillons numériques Xi. Par ailleurs chaque signal élémentaire (ou l'impulsion de synchronisation correspondante) sera repéré par l'indice j. Si le nombre total de signaux élémentaires est égal à N, on calculera, pour chaque valeur de l'indice i, les quantités suivantes :

$$mi = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^{j=N} Xji$$

$$si = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{j=1}^{j=N} (Xji - mi)^2}$$

Si le bruit de fond est gaussien les limites de confiance de mi correspondant à un niveau de confiance de 95 % seront égales à :

$$m_{i,0.95} = mi \pm \frac{2\ si}{\sqrt{N}}$$

La mise en oeuvre d'une telle méthode suppose évidemment que le signal reste identique à lui même quelque soit le rang de la synchronisation. Dans le cas du signal EEG il en va différemment : on a pu en effet mettre en évidence une habituation qui tend à modifier progressivement les caractéristiques de la réponse.

Cette détérioration de la réponse peut être grossièrement mise en évidence par le calcul d'une fonction de tendance de la forme :

$$ti = \left(\frac{1}{N-1}\right) \left(\frac{1}{s_i^2}\right) \sum_{j=1}^{j=N-1} \left[X_{j+1,i} - X_{j,i}\right]^2$$

Une autre méthode permettant de détecter une modification du signal consiste à calculer la moyenne mi et l'écart type si non pas sur la série complète de N stimulations, mais sur K séquences successives de N/K stimulations.

Signalons pour finir un intéressant procédé indiqué par BONNET (33) et permettant d'améliorer le rapport signal/bruit du résultat mi. Ce procédé consiste à adopter une cadence d'échantillonnage supérieure à celle qui serait suffisante, soit par exemple Fq = 6 B, B étant la bande passante du signal, et à calculer la moyenne par groupes de 3 résultats mi successifs. On calculera donc en fait :

$$mi = (m_{3i} + m_{3i-1} + m_{3i-2})/3$$

$$mi = \frac{1}{3N} \sum_{j=1}^{j=N} X_{j,3i} + X_{j,3i-1} + X_{j,3i-2}$$

La valeur mi ainsi calculée correspond à un délai égal à (i - 1)/Fq.

Ce procédé a été utilisé dans le programme ROVEVOQ.

## 6.8 - CALCUL DE LA FONCTION D'AUTOCORRELATION

(24, p. 72 à 76, 192 à 195, 253 à 257, 290 et 291)

La fonction d'autocorrelation Rx ($\tau$) d'une réalisation x (t) d'un processus aléatoire, stationnaire et ergodique est donnée par la formule :

$$Rx(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot x(t+\tau)\ dt$$

Il s'agit d'une fonction définie par rapport à un retard $\tau$ variant de $-\infty$ à $+\infty$, et dont chaque $Rx(\tau)$ est égale à la valeur moyenne du produit instantané du signal étudié par ce même signal décalé dans le temps d'un délai $\tau$.

Les principales propriétés de $Rx(\tau)$ peuvent être résumées par les relations suivantes :

$$Rx(\tau) = Rx(-\tau)$$

$$|Rx(\tau)| \leq Rx(0)$$

$$\Pi x = \sqrt{Rx(\infty)}$$

En fait nous n'avons accés qu'à des réalisations $x(t)$ de durée limitée Tn et nous ne pourrons calculer qu'une estimation $\widehat{Rx}(\tau)$ de la forme :

$$\widehat{Rx}(\tau) = \frac{1}{Tn - \tau} \int_0^{Tn-\tau} x(t) \cdot x(t+\tau)\, dt$$

Il nous sera évidemment impossible de définir cette fonction pour des valeurs de $\tau$ supérieures à Tn. Dans la pratique on adopte pour borne supérieure $\tau m$ de $\tau$ une valeur de l'ordre de Tn/10 : on dit que l'estimation ainsi obtenue est tronquée.

En raison des propriétés de symétrie de $Rx(\tau)$ on ne calcule $\widehat{Rx}(\tau)$ que pour des valeurs de $\tau$ positives. Enfin on effectue le calcul sur un signal $x(t)$ centré afin d'obtenir une fonction $\widehat{Rx}(\tau)$ tendant vers zéro pour les valeurs élevées de $\tau$.

On calcule donc en fait une fonction de la forme :

$$\widehat{AC}\, x(\tau) = \frac{1}{Tn - \tau} \int_0^{Tn-\tau} \left[x(t) - \widehat{\Pi} x\right] \cdot \left[x(t-\tau) - \widehat{\Pi} x\right] dt$$

Si le calcul s'effectue suivant une procédure numérique le signal $x(t)$ défini sur une durée Tn sera échantillonné à une cadence Fq au moins égale au double de la bande passante B du signal et donnera naissance à N échantillons numériques. On calculera alors une estimation échantillonnée de la forme :

$$\overset{*}{AC}\, x\, j = \frac{1}{N - j + 1} \sum_{i=1}^{i = N - j + 1} (Xi - \bar{X}) \cdot (X_{i+j-1} - \bar{X})$$

La période d'échantillonnage de $\overset{*}{AC}\, xj$ est identique à celle du signal $x(t)$. Et on démontre (86) que si le signal $x(t)$ est quantifié suivant 6 niveaux la relation $\overset{*}{AC}\, xj = \widehat{AC}\, x(j/Fq)$ est vérifiée avec une précision supérieure à $10^{-4}$.

## 6.9 - CALCUL DE LA FONCTION DE CROSSCORRELATION

(24, p. 72 à 76, 192 à 195, 273 et 274, 298 et 299)

La fonction de crosscorrelation des réalisations x (t) et y (t) de deux processus aléatoires, stationnaires et ergodiques est donnée par la formule :

$$Rxy(\tau) = \lim_{T \to \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x(t) \cdot y(t+\tau)\, dt$$

Les principales propriétés de Rxy ($\tau$) peuvent être résumées par les relations suivantes :

$$Rxy(\tau) = Ryx(-\tau)$$

$$|Rxy(\tau)| \leqslant \sqrt{Rx(0) \cdot Ry(0)}$$

Les considérations développées à propos de la fonction d'autocorrelation restent valables, et le calcul numérique de la fonction de crosscorrelation s'effectuera à l'aide des algorithmes suivants :

$$CC\ xyj = \frac{1}{N - j + 1} \sum_{i=1}^{i = N - j + 1} (Xi - \bar{X}) \cdot (Yi+j-1 - \bar{Y})$$

$$CC\ yxj = \frac{1}{N - j + 1} \sum_{i=1}^{i = N - j + 1} (Yi - \bar{Y}) \cdot (Xi+j-1 - \bar{X})$$

Le calcul ne s'effectuant que pour des valeurs positives de l'indice j, il est facile de constater que :

$$CC\ yx_j = CC\ xy_{-j}$$

# 7 PROGRAMMES DE TRAITEMENT

# 7 - PROGRAMMES DE TRAITEMENT

## 7.1 - PROGRAMME ROVETEST LISTING P1.

Ce programme sert à tester le caractère gaussien de la densité de probabilité du signal étudié. Il utilise les algorithmes développés dans le paragraphe 6.4

### 7.1.1 - Données du traitement

| | |
|---|---|
| ELX1 | numéro d'électrode |
| ELX2 | numéro d'électrode |
| PIX | numéro de la voie EEG |
| X50 | calibrage = (quantification 50 µv - quantification - 50 µv)/2 |
| FQ | cadence d'échantillonnage des signaux traités |
| NQ | nombre d'échantillons par bloc numéroté |
| H | facteur de réduction des données |
| B | nombre de blocs numérotés traités en séquence |
| KSI | mode de réduction des données |
| | KSI = 1 filtrage par moyenne pondérée sur H points |
| | KSI = 2 maintien d'un point/H |
| NOM | nom du sujet |
| AGE | âge du sujet |
| SEX | sexe du sujet |
| DAT | date (jour, mois) de l'enregistrement |
| ANN | date (année) de l'enregistrement |
| SIT | conditions de l'enregistrement |
| NUM(Z) | numéros des B blocs traités |

Les paramètres NQ et H doivent être choisis de telle façon que le rapport NQ/H soit égal à 256, 512 ou 1024.

Le paramètre H doit être égal à 3,6 ou 12.

### 7.1.2 - Phases du traitement

Introduction des données

Itération sur B blocs de NQ points du traitement suivant :

Lecture d'un bloc de NQ points par salves de 192

P1 1

```
00001  (C)PROVETEST SUR 8 BLOCS DE NQ MESURES A FQ=372 OU 744
00002  (C)LECTURE(UBM3) DU BLOC EN SALVES DE 192 MESURES
00003  (C)REDUCTION DES DONNEES PAR M=3,6 OU 12
00004  (C)N=NQ/M (NMAX=1024), FM=FQ/M
00005  (C)FILTRAGE PAR GROUPE SI KSI=1
00006  (C)UNE DONNEE SUR M SI KSI=2
00007  (C)DENSITE DE PROBABILITE ET COMPARAISON A GAUSS PAR TESTKI**2 NCLA IM-
00008  (C)RUNTEST ET TRENDTEST SUR GROUPES SUCCESSIFS DE 100 DONNEES    -PAIR
00009  DIMENSIONIX(192),V(1024),PROB(40),GAUSS(40),LIGNE(80),LISS(17),NUM(100)
00010  ENTIERPLUS,BLANC,AST,XXX,M,MM,Z,P,Q,U
00011  REELNOM
00012  REWIND3
00013  READ(2?,50)ELX1,ELX2,PIX,X50
00014  READ(16,51)FQ,NQ,M,B,KSI,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,SIT
00015  READ(16,52)(NUM(Z),Z=1,8)
00016  XXX=56
00017  BLANC=0
00018  PLUS=11
00019  AST=10
00020  N=NQ/M
00021  FM=FQ/M
00022  DT=1./FM
00023  TN=(N-1)*DT
00024  NP=NQ/192
00025  XK=50./X50
00026  LISS(1)=1
00027  LISS(2)=2
00028  IF(M.EQ.3)GOTO14
00029  IF(M.EQ.6)GOTO15
00030  IF(M.EQ.12)GOTO16
00031  14LISS(3)=1
00032  POND=XK/4.
00033  GOTO17
00034  15LISS(3)=3
00035  LISS(4)=3
00036  LISS(5)=2
00037  LISS(6)=1
00038  POND=XK/12.
00039  GOTO17
00040  16LISS(3)=3
00041  LISS(4)=4
00042  LISS(5)=5
00043  LISS(6)=6
00044  LISS(7)=6
00045  LISS(8)=5
00046  LISS(9)=4
00047  LISS(10)=3
00048  LISS(11)=2
00049  LISS(12)=1
00050  POND=XK/42.
00051  17CONTINUE
00052  IF(N.EQ.1024)GOTO18
00053  IF(N.EQ.512)GOTO19
00054  IF(N.EQ.256)GOTO20
00055  18NCLA=31
00056  K12=42
00057  GOTO21
00058  19NCLA=23
00059  K12=32
00060  GOTO21
00061  20NCLA=17
00062  K12=24
00063  21CONTINUE
00064  PRINT101,B,NQ,FQ,M
00065  PRINT102
00066  PRINT103,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,ELX1,ELX2,PIX,SIT
00067  PRINT104,FM,N
00068  PRINT105,DT,TN
00069  PRINT106,NCLA,K12
```

P1 2

```
00070  DO727=1,B
00071  (C)
00072  (C)INTRODUCTION D'UN BLOC DE NQ EN SALVES DE 192 ET REDUCTION PAR M
00073  (C)
00074  DO23P=1,NP
00075  READ(3)(IX(Q),Q=1,192)
00076  I=(P-1)*192/M
00077  DO23Q=1,192,M
00078  I=I+1
00079  IF(KSI.EQ.2)GOTO24
00080  V(I)=0.
00081  DO25M=1,M
00082  IQ=Q+M-1
00083  25V(I)=(IX(IQ)*LISS(M))+V(I)
00084  V(I)=V(I)*POND
00085  GOTO23
00086  24V(I)=IX(Q)*XK
00087  23CONTINUE
00088  (C)
00089  (C)CALCUL DE VMO ET PMV DANS LE BLOC REDUIT
00090  (C)
00091  VMO=PMV=0.
00092  DO26I=1,N
00093  26VMO=VMO+V(I)
00094  VMO=VMO/N
00095  DO27I=1,N
00096  27PMV=(V(I)-VMO)**2+PMV
00097  PMV=PMV/N
00098  PRINT107,NUM(Z)
00099  (C)
00100  (C)DENSITE DE PROBABILITE DES N VALEURS V(I),NCLA IMPAIR
00101  (C)
00102  ECAR=SQRT(PMV)
00103  VMIN=VMO-(2.2*ECAR)
00104  VMAX=VMO+(2.2*ECAR)
00105  CLAS=(VMAX-VMIN)/(NCLA-2)
00106  DO701J=1,NCLA
00107  701PROB(J)=0.
00108  DO702I=1,N
00109  IF(V(I).LE.VMIN)GOTO703
00110  IF(V(I).GT.VMAX)GOTO704
00111  J=2+INT((V(I)-VMIN)/CLAS)
00112  PROB(J)=PROB(J)+1.
00113  GOTO702
00114  703PROB(1)=PROB(1)+1.
00115  GOTO702
00116  704PROB(NCLA)=PROB(NCLA)+1.
00117  702CONTINUE
00118  DO705J=1,NCLA
00119  705PROB(J)=PROB(J)/N
00120  (C)
00121  (C)DENSITE GAUSSIENNE CORRESPONDANTE
00122  (C)
00123  NC1=NCLA-1
00124  RPI=SQRT(2.*3.1416)
00125  CLASM=CLAS/10.
00126  DO70AJ=2,NC1
00127  CLASM=((J-1.5)*CLAS)+VMIN
00128  CLASD=((J-2.)*CLAS)+VMIN
00129  GAUSS(J)=0.
00130  DO71AJC=1,11
00131  CLASJ=((JC-1.)*CLASM)+CLASD
00132  72?=(((CLASJ-VMO)/ECAR)**2)/2.
00133  GAG=(1./RPI/EXP(ZZ))/ECAR
00134  IF(JC.EQ.1.OR.JC.EQ.11)GAG=GAG/2.
00135  718GAUSS(J)=GAUSS(J)+GAG
00136  706GAUSS(J)=GAUSS(J)*CLASM
00137  SGAU=0.
00138  DO715J=2,NC1
```

P1 3

```
00139  715SGAU=SGAU+GAUSS(J)
00140  GAUSS(1)=(1.-SGAU)/2.
00141  GAUSS(NCLA)=(1.-SGAU)/2.
00142  (C)
00143  (C)COMPARAISON DES 2 DENSITES PAR TEST KI**2
00144  (C)
00145  QI=0.
00146  DO707J=1,NCLA
00147  707QI=((PROB(J)-GAUSS(J))**2/GAUSS(J))+QI
00148  QI=M*QI
00149  KI=INT(QI)
00150  (C)
00151  (C)IMPRESSION COURBES PROB(J) ET GAUSS(J)
00152  (C)
00153  PRINT170,VMO,ECAR
00154  PRINT171,NCLA,CLAS
00155  PRINT172,KI
00156  M=(NCLA+1)/2
00157  PROMAX=0.
00158  DO708J=1,NCLA
00159  PROMAX=AMAX1(PROB(J),PROMAX)
00160  708PROMAX=AMAX1(GAUSS(J),PROMAX)
00161  DO709U=1,80
00162  709LIGNE(U)=BLANC
00163  DO710J=1,NCLA
00164  IF(J.EQ.M)GOTO711
00165  LIGNE(10)=PLUS
00166  GOTO712
00167  711DO713U=10,73
00168  713LIGNE(U)=PLUS
00169  712U=(PROB(J)/PROMAX)*63.0+10.5
00170  LIGNE(U)=AST
00171  U=(GAUSS(J)/PROMAX)*63.0+.1.5
00172  LIGNE(U)=XXX
00173  PRINT173,LIGNE
00174  PRINT174,J,GAUSS(J),PROB(J)
00175  DO714U=1,80
00176  714LIGNE(U)=BLANC
00177  710CONTINUE
00178  (C)
00179  (C)TEST NONPARAMETRIQUES SUR GROUPES SUCCESSIFS DE 100 VALEURS DE V(I)
00180  (C)
00181  NT=INT(N/100.)
00182  PRINT100
00183  DO28M=1,NT
00184  VM=0.
00185  JRUN=JTRE=0
00186  ID=(M-1)*100+1
00187  IF=M*100
00188  DO29I=ID,IF
00189  29VM=VM+V(I)
00190  VM=VM/100.
00191  (C)
00192  (C)RUNTEST
00193  (C)
00194  ID1=ID+1
00195  DO30I=ID1,IF
00196  IF(V(I).GE.VM.AND.V(I-1).LE.VM)JRUN=JRUN+1
00197  IF(V(I).LE.VM.AND.V(I-1).GE.VM)JRUN=JRUN+1
00198  30CONTINUE
00199  (C)
00200  (C)TRENDTEST
00201  (C)
00202  IF1=IF-1
00203  DO31I=ID,IF1
00204  I1=I+1
00205  DO31K=I1,IF
00206  IF(V(I).GE.V(K))JTRE=JTRE+1
00207  31CONTINUE
```

P1 4

```
00208  28PRINT109,ID,IF,JRUN,JTRE
00209  22CONTINUE
00210  90FORMAT(3A2,F6,0)
00211  91FORMAT(F5,0,I5,I3,I4,I2,A6,A2,A1,A6,A2,A4)
00212  92FORMAT(I5)
00213  101FORMAT(1H1I6X12HPROVETEST SUR14,9H BLOCS DE19,4H F0=F5,0,3H N=I3)
00214  102FORMAT(15X49(1H=)///1HX5HSUJET22X7HMONTAGE11X9HSITUATION/)
00215  103FORMAT(10XA6,2XA2,2XA1,2XA6,A2,8XA2,1XA2,8H  PISTE A2,8XA6///36X10H
                                                                  PARAMETRES/)
00216  104FORMAT(9X3HFM=F5,0,13X2HN=I5)
00217  105FORMAT(9X3HDT=3PF6,2,3H MS8X3HTN=0PF6,2)
00218  106FORMAT(7X5HNCLA=I3,11X6HKI**2=I3,9H (A 0.05))
00219  107FORMAT(//33X9HSEQUENCE I9)
00220  170FORMAT(//16X9HMOYENNE  F9.3,14X12HECART TYPE  F9.3)
00221  171FORMAT(11X14HNBRE CLASSES  I4,15X16HLARGEUR CLASSE  F9.3)
00222  172FORMAT(32X12HTEST KI**2  I6//5X7HGAUSS X59X6HPROB */)
00223  173FORMAT(1X80A1)
00224  174FORMAT(1H+I3,F8.3,64X,F7.3)
00225  100FORMAT(42X7HRUNTEST10X9HTRENDTEST/)
00226  109FORMAT(14X15,4H  A I5,13X16,13X17)
00227  END
```

Réduction des données. Aprés réduction la cadence d'échantillonnage est ramenée à FQ/H et le nombre de données par bloc à NQ/H.

Mise à l'échelle des données

Calcul sur les NQ/H données du bloc réduit de la valeur moyenne VMO et de la puissance moyenne PMO.

Calcul des limites du domaine de variation d'amplitude de l'histogramme, soit VMO + 2.2 $\sqrt{PMO}$ et VMO - 2.2 $\sqrt{PMO}$.

Calcul de la largeur des classes de l'histogramme, soit 4.4 $\sqrt{PMO}$/(NCLA - 2). Le nombre de classes est choisi automatiquement par le programme en fonction de la valeur de NQ/H : NCLA = 31 si NQ/H = 1024, NCLA = 23 si NQ/H = 512, NCLA = 17 si NQ/H = 256.

Calcul de l'histogramme d'amplitude des NQ/H valeurs du bloc réduit.

Calcul de la densité de probabilité d'amplitude PROB (J) des NQ/H valeurs. PROB (J) est obtenue en divisant par NQ/H les fréquences contenues dans chaque classe de l'histogramme d'amplitude.

Détermination de la densité de probabilité gaussienne GAUSS (J) calculée suivant des paramètres identiques à ceux de PROB (J), soit :

| | |
|---|---|
| valeur moyenne | VMO |
| écart type | $\sqrt{PMO}$ |
| nombre de classes | NCLA |
| largeur des classes | 4.4 $\sqrt{PMO}$/(NCLA - 2) |

La valeur GAUSS (J) dans chaque classe est obtenue en divisant la classe considérée en 10 intervalles et en effectuant une intégration par la méthode des trapèzes.

Calcul du paramètre KI

$$KI = NQ/H \sum_{1}^{NCLA} \left[ PROB\ (J) - GAUSS\ (J) \right]^2 / GAUSS\ (J)$$

Le paramètre KI ainsi calculé pourra être comparé à l'une des 3 valeurs suivantes stockées dans le programme :

$\chi^2_{28,0.05} = 42$ si NCLA = 31 (NQ/H = 1024)

$\chi^2_{20,0.05} = 32$ si NCLA = 23 (NQ/H = 512)

$\chi^2_{14,0.05} = 24$ si NCLA = 17 (NQ/H = 256)

Edition graphique des fonctions PROB(J) et GAUSS (J)
Ces deux fonctions sont superposées.

Run-Test sur des groupes successifs de 100 valeurs du bloc réduit

Trend-Test sur des groupes successifs de 100 valeurs du bloc réduit

Fin de l'itération.

## 7.2 - SOUS PROGRAMME PROBAB LISTING P2.

Ce sous programme, dont la structure est analogue à celle du programme ROVETEST, permet de calculer et d'éditer la densité de probabilité d'amplitude d'une série V (I) de N valeurs. Il utilise les algorithmes développés dans le programme 6.4

### 7.2.1 - Paramètres d'appel

V nom de la variable traitée par le sous programme
N nombre de valeurs V (I) traitées
VMO valeur d'amplitude correspondant au centrage de la densité de probabilité
PMV valeur définissant un domaine de variation d'amplitude d'une largeur égale à $4.4\sqrt{PMV}$
NCLA nombre de classes de la densité de probabilité

### 7.2.2 - Phases du traitement

Calcul des limites du domaine de variation d'amplitude de l'histogramme, soit $VMO + 2.2\sqrt{PMV}$ et $VMO - 2.2\sqrt{PMV}$.

Calcul de la largeur des classes de l'histogramme, soit $4.4\sqrt{PMV}/(NCLA - 2)$.

Calcul de l'histogramme d'amplitude des N valeurs V (I).

Calcul de la densité de probabilité d'amplitude PROB (J) obtenue en divisant par N les fréquences contenues dans chaque classe de l'histogramme d'amplitude.

Détermination de la densité de probabilité gaussienne GAUSS (J) calculée suivant des paramètres identiques à ceux de PROB (J) soit :

valeur moyenne VMO
écart type $\sqrt{PMV}$
nombre de classes NCLA
largeur des classes $4.4\sqrt{PMV}/(NCLA - 2)$

La valeur GAUSS (J) dans chaque classe est obtenue en divisant la classe considérée en 10 intervalles et en effectuant une intégration par la méthode des trapèzes.

Calcul du paramètre KI

$$KI = N \sum_{1}^{NCLA} \left[ PROB\ (J) - GAUSS\ (J) \right]^2 / GAUSS\ (J)$$

Edition graphique des fonctions PROB (J) et GAUSS (J) superposées.

P2 1

```
00001  SOUROUTINE PROBAB(V,N,VMO,PMV,NCLA)
00002  DIMENSION(400),PROB(40),GAUSS(40),LIGNE(80)
00003  ENTIERBLANC,PLUS,AST,XXX,U
00004  [C]
00005  [C]DENSITE DE PROBABILITE DES N VALEURS V(I),NCLA IMPAIR
00006  [C]
00007  ECAR=SORT(PMV)
00008  VMIN=VMO-(2.2*ECAR)
00009  VMAX=VMO+(2.2*ECAR)
00010  CLAS=(VMAX-VMIN)/(NCLA-2)
00011  DO701J=1,NCLA
00012  701PROB(J)=0.
00013  DO702I=1,N
00014  IF(V(I).LE.VMIN)GOTO703
00015  IF(V(I).GT.VMAX)GOTO704
00016  J=2+INT((V(I)-VMIN)/CLAS)
00017  PROB(J)=PROB(J)+1.
00018  GOTO702
00019  703PROB(1)=PROB(1)+1.
00020  GOTO702
00021  704PROB(NCLA)=PROB(NCLA)+1.
00022  702CONTINUE
00023  DO705J=1,NCLA
00024  705PROB(J)=PROB(J)/N
00025  [C]
00026  [C]DENSITE GAUSSIENNE CORRESPONDANTE
00027  [C]
00028  NC1=NCLA-1
00029  RPI=SQRT(2.*3.1416)
00030  CLASH=CLAS/10.
00031  DO706J=2,NC1
00032  CLASM=((J-1.5)*CLAS)+VMIN
00033  CLASD=((J-2.)*CLAS)+VMIN
00034  GAUSS(J)=0.
00035  DO710JC=1,11
00036  CLASJ=((JC-1.)*CLASH)+CLASD
00037  Z2=(((CLASJ-VMO)/ECAR)**2)/2.
00038  GAG=(1./RPI/EXP(Z2))/ECAR
00039  IF(JC.EQ.1.OR.JC.EQ.11)GAG=GAG/2.
00040  711GAUSS(J)=GAUSS(J)+GAG
00041  706GAUSS(J)=GAUSS(J)*CLASH
00042  SGAU=0.
00043  DO715J=2,NC1
00044  715SGAU=SGAU+GAUSS(J)
00045  GAUSS(1)=(1.-SGAU)/2.
00046  GAUSS(NCLA)=(1.-SGAU)/2.
00047  [C]
00048  [C]COMPARAISON DES 2 DENSITES PAR TEST KI**2
00049  [C]
00050  QI=0.
00051  DO707J=1,NCLA
00052  707QI=((PROB(J)-GAUSS(J))**2/GAUSS(J))+QI
00053  QI=N*QI
00054  KI=INT(QI)
00055  [C]
00056  [C]IMPRESSION. COURBES PROB(J) ET GAUSS(J)
00057  [C]
00058  PRINT178,VMO,ECAR
00059  PRINT171,NCLA,CLAS
00060  PRINT172,KI
00061  XXX=56
00062  BLANC=0
00063  PLUS=11
00064  AST=10
00065  M=(NCLA+1)/2
00066  PROMAX=0.
00067  DO708J=1,NCLA
00068  PROMAX=AMAX1(PROB(J),PROMAX)
00069  708PROMAX=AMAX1(GAUSS(J),PROMAX)
```

P2 2

```
00070  DU709U=1,80
00071  709LIGNE(U)=BLANC
00072  DO710J=1,NCLA
00073  IF(J.EQ.M)GOTO711
00074  LIGNE(10)=PLUS
00075  GOTO712
00076  711DO713U=10,73
00077  713LIGNE(U)=PLUS
00078  712U=(PROB(J)/PROMAX)*63.0+10.5
00079  LIGNE(U)=AST
00080  U=(GAUSS(J)/PROMAX)*63.0+10.5
00081  LIGNE(U)=XXX
00082  PRINT173,LIGNE
00083  PRINT174,J,GAUSS(J),PROB(J)
00084  DO714U=1,80
00085  714LIGNE(U)=BLANC
00086  710CONTINUE
00087  170FORMAT(//16X9HMOYENNE  F9.3,14X12HECART TYPE  F9.3)
00088  171FORMAT(11X14HNBRE CLASSES  I4,15X16HLARGEUR CLASSE  F9.3)
00089  172FORMAT(32X12HTEST KI**2  I6//5X7HGAUSS X59X6HPROB */)
00090  173FORMAT(1X80A1)
00091  174FORMAT(1H+I3,F6.3,64X,F7.3)
00092  RETURN
00093  END
```

## 7.3 - PROGRAMME ROVESTATIOTEST LISTING P3.

Ce programme sert à tester la stationnarité de la valeur moyenne et de la variance du signal étudié. Il utilise les algorithmes développés dans les paragraphes 6.2 et 6.3

### 7.3.1 - Données du traitement

ELX1 numéro d'électrode
ELX2 numéro d'électrode
PIX numéro de la voie EEG
X50 calibrage = (quantification 50 µv - quantification - 50 µv)/2
LIB nombre de degrés de liberté du signal pour une durée égale à NQ/FQ/L
CONF niveau de confiance des estimations XMO et PMX
STU t de STUDENT pour un nombre de degrés de liberté égal à LIB et pour un seuil de confiance égal à (1 - CONF)/2
QIG $\chi^2$ pour un nombre de degrés de liberté égal à LIB et pour un seuil de confiance égal à (1 + CONF)/2
FQ cadence d'échantillonnage des signaux traités
NQ nombre d'échantillons par bloc numéroté
H facteur de réduction des données (H = 3,6 ou 12)
B nombre de blocs numérotés traités en séquence
L nombre de segments par bloc numéroté
NCLA nombre de classes des histogrammes de classement des L.B valeurs de XMO et de PMX
KSI mode de réduction des données
KSI = 1 filtrage par moyenne pondérée sur H points
KSI = 2 maintien d'un point/H
NOM nom du sujet
AGE âge du sujet
SEX sexe du sujet
DAT date (jour, mois) de l'enregistrement
ANN date (année) de l'enregistrement
SIT conditions de l'enregistrement
NUM(Z) numéros des B blocs traités

### 7.3.2 - Phases du traitement

Introduction des données

Itération sur B blocs de NQ points du traitement suivant :

Lecture d'un bloc de NQ points par salves de 192

Réduction des données. Aprés réduction la cadence d'échantillonnage est ramenée à FQ/H et le nombre de données par bloc à NQ/H. Mise à l'échelle des données.

Division du bloc réduit en L segments (4,8 ou 16) de NQ/H/L données.

Calcul dans chaque segment d'une estimation de la valeur moyenne (XMO) et d'une estimation de la puissance moyenne (PMX).

P3 1

```
[C] [illegible] SUR B BLOCS DE NO MESURES A FQ=372 OU 744
[C] [illegible] DU BLOC EN SALVES DE 192 MESURES
[C]REDUCTION DES DONNEES PAR M=3,6 OU 12 \
[C]N=NO/M (NMAX=1024), FM=FQ/M
[C]FILTRAGE PAR GROUPE SI KSI=1
[C]UNE DONNEE SUR M SI KSI=2
[C]CALCUL L VALEURS SUCCESSIVES XMO ET PMX PAR BLOC (4,8 OU16)
[C]CHAQUE VALEURS A 2*BP*TMO DEGRES DE LIBERTE (BP ESTIME SUR SPECTROVB)
[C]CONF=INTERVALE DE CONFIANCE DEMANDE                              1+CONF)/2]
[C]STU=T.STUDENT[LIB,(1-CONF)/2],QIG=KI2[LIB,(1-CONF)/2],QIF=KI2[LIB,(
[C]EDITION EVOLUTION XMO ET PMX AVEC LIMITES DE CONFIANCE SUR B BLOCS
[C]PROBABILITE XMO ET PMX SUR B BLOCS ,NCLAIMPAIR
[C] TRENDTEST SUR XMO ET PMX
[C]SUBROUTINE PROBAB
DIMENSIONIX(192),V(1024),LIGNE(80),LISS(12),NUM(100)
DIMENSIONXMO(400),PMX(400)
ENTIERPLUS,BLANC,AST,M,B,Z,P,Q,U,AU
REELNOM
REWIND3
READ(22,50)ELX1,ELX2,PIX,X50
READ(16,53)LIB,CONF,STU,QIG,QIF
READ(16,51)FQ,NO,M,B,L,NCLA,KSI,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,SIT
READ(16,52)(NUM(Z),Z=1,B)
BLANC=0
PLUS=11
AST=10
AU=47
N=NO/M
FM=FQ/M
DT=1./FM
NP=NO/192
XK=50./X50
M=L*B
NO=N/L
TMO=(NO-1)*DT
LISS(1)=1
LISS(2)=2
IF(M.EQ.3)GOTO14
IF(M.EQ.6)GOTO15
IF(M.EQ.12)GOTO16
14LISS(3)=1
POND=XK/4.
GOTO17
15LISS(3)=3
LISS(4)=3
LISS(5)=2
LISS(6)=1
POND=XK/12.
GOTO17
16LISS(3)=3
LISS(4)=4
LISS(5)=5
LISS(6)=6
LISS(7)=6
LISS(8)=5
LISS(9)=4
LISS(10)=3
LISS(11)=2
LISS(12)=1
POND=XK/42.
17CONTINUE
PRINT101,B,NO,FQ,M
PRINT102
PRINT103,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,ELX1,ELX2,PIX,SIT
PRINT104,FM,NO
PRINT105,DT,TMO
PRINT117,CONF,LIB
PRINT106,NCLA,L
DO22Z=1,B
[C]
```

P3 2

```
[C]INTRODUCTION D'UN BLOC DE NO EN SALVES DE 192 ET REDUCTION PAR M
[C]
DO23P=1,NP
READ(3)(IX(Q),Q=1,192)
I=(P-1)*192/M
DO23Q=1,192,M
I=I+1
IF(KSI.EQ.2)GOTO24
V(I)=0.
DO25IM=1,M
IQ=Q+IM-1
25V(I)=(IX(IQ)*LISS(IM))+V(I)
V(I)=V(I)*POND
GOTO23
24V(I)=IX(Q)*XK
23CONTINUE
[C]
[C]CALCUL DE VMO ET PMV DANS LE BLOC REDUIT
[C]
DO26JA=1,L
J=L*(Z-1)+JA
VMO=0.
PMV=0.
ID=(JA-1)*NO+1
IF=JA*NO
DO27I=ID,IF
27VMO=VMO+V(I)
VMO=VMO/NO
DO28I=ID,IF
28PMV=(V(I)-VMO)**2+PMV
PMV=PMV/NO
XMO(J)=VMO
26PMX(J)=PMV
22CONTINUE
REWIND3
VVPMX=0.
PMPMX=0.
VMXMO=0.
PMXMO=0.
DO29J=1,M
VVPMX=VVPMX+PMX(J)
29VMXMO=VMXMO+XMO(J)
VMXMO=VMXMO/M
VVPMX=VVPMX/M
DO30J=1,M
PMPMX=(PMX(J)-VVPMX)**2+PMPMX
30PMXMO=(XMO(J)-VMXMO)**2+PMXMO
PMXMO=PMXMO/M
PMPMX=PMPMX/M
[C]
[C]COURBE EVOLUTION DE XMO(J)
[C]
ECX=2.*SQRT(PMXMO)
XMA=VMXMO+ECX
XMI=VMXMO-ECX
PRINT109,VMXMO
DO31U=1,80
31LIGNE(U)=BLANC
DO32Z=1,B
DO32JA=1,L
J=L*(Z-1)+JA
A1=PMX(J)/LIB
A2=SQRT(A1)
A3=A2*STU
XP=XMO(J)+A3
XM=XMO(J)-A3
LIGNE(43)=PLUS
IF(XMO(J).GT.XMA.OR.XMO(J).LT.XMI)GOTO33
U=((XMO(J)-VMXMO)/ECX)*33.0+43.5
LIGNE(U)=AU
```

P3 3

```
GOTO34
33LIGNE(43)=BLANC
34PRINT110,LIGNE
IF(XM.GT.XMA.OR.XP.LT.XMI)GOTO35
IF(XM.GT.XMI.AND.XM.LT.XMA)JU1=((XM-VMXMO)/ECX)*33.0+43.5
IF(XM.LT.XMI.AND.XP.GT.XMI)JU1=10
IF(XP.LT.XMA.AND.XP.GT.XMI)JU2=((XP-VMXMO)/ECX)*33.0+43.5
IF(XP.GT.XMA.AND.XM.LT.XMA)JU2=76
DO36U=JU1,JU2
36LIGNE(U)=AST
PRINT110,LIGNE
35PRINT111,XMO(J),NUM(Z)
DO37U=1,80
37LIGNE(U)=BLANC
32CONTINUE
[C]
[C]COURBE EVOLUTION DE PMX(J)
[C]
PMA=VVPMX+SQRT(PMPMX)
PRINT112,VVPMX
DO41U=1,80
41LIGNE(U)=BLANC
DO42Z=1,B
DO42JA=1,L
J=L*(Z-1)+JA
PP=PMX(J)*LIB/QIF
PM=PMX(J)*LIB/QIG
LIGNE(10)=PLUS
U=(VVPMX/PMA)*66.0+10.5
LIGNE(U)=PLUS
IF(PMX(J).GT.PMA)GOTO43
U=(PMX(J)/PMA)*66.0+10.5
LIGNE(U)=AU
GOTO44
43LIGNE(10)=BLANC
44PRINT110,LIGNE
IF(PM.GT.PMA)GOTO45
IF(PM.LT.PMA)JU1=(PM/PMA)*66.0+10.5
IF(PP.LT.PMA)JU2=(PP/PMA)*66.0+10.5
IF(PP.GT.PMA)JU2=76
DO46U=JU1,JU2
46LIGNE(U)=AST
PRINT110,LIGNE
45PRINT111,PMX(J),NUM(Z)
DO47U=1,80
47LIGNE(U)=BLANC
42CONTINUE
[C]
[C]PROBABILITE DE XMO(J)
[C]
PRINT113
CALLPROBAB(XMO,M,VMXMO,PMXMO,NCLA)
[C]
[C]PROBABILITE DE PMX(J)
[C]
PRINT114
CALLPROBAB(PMX,M,VVPMX,PMPMX,NCLA)
[C]
[C]PROBABILITE DOUBLE DEFINITION DE XMO(J)
[C]
NC=2*NCLA+1
PRINT113
CALLPROBAB(XMO,M,VMXMO,PMXMO,NC)
[C]
[C]PROBABILITE RECENTREE ET DOUBLE DEFINITION DE PMX(J)
[C]
VCPMX=VVPMX+2.*SQRT(PMX)
PCPMX=(VCPMX/2.2)**2
PRINT114
CALLPROBAB(PMX,M,VCPMX,PCPMX,NC)
```

P3 4

```
[C]
[C]TREND TEST SUR GROUPES SUCCESSIFS DE 100 VALEURS XMO(J)ET PMX(J)
[C]
NT=INT(M/100.)
PRINT115
DO55JM=1,NT
JTREX=JTREP=0
JD=(JM-1)*100+1
JF=JM*100-1
DO56J=JD,JF
J1=J+1
DO56JL=J1,JF
IF(XMO(J).GE.XMO(JL))JTREX=JTREX+1
IF(PMX(J).GE.PMX(JL))JTREP=JTREP+1
56CONTINUE
PRINT116,JD,JF,JTREX,JTREP
55CONTINUE
101FORMAT(1H116X18HNOVESTATIOTEST SURI4,9H BLOCS DEI5,4H FQ=F5.0,3H M
102FORMAT(15X54(1H*)////10X5HSUJET22X7HMONTAGE11X9HSITUATION/)      X4)
103FORMAT(10XA6,2XA2,2XA1,2XA6,A2,8XA2,1XA2,8H  PISTE A2,8XA6///36X10H
104FORMAT(24X3HFM F5.0,13X3HNO I5)                                     PARAMETRES/)
105FORMAT(24X3HDT 3PF6.3,3H MSAX4HTMO 0PF6.2,2H S)
106FORMAT(22X5HNCLA I3,16X2HL I3)
109FORMAT(///25X20HEVOLUTION XMO  MOY.=F9.3//10X67(1H*))
110FORMAT(1X80A1)
111FORMAT(1H+F9.3,66X,I5)
112FORMAT(///25X20HEVOLUTION PMX  MOY.=F9.3//10X67(1H*))
113FORMAT(///31X18HPROBABILITE DE XMO//)
114FORMAT(///31X18HPROBABILITE DE PMX//)
115FORMAT(////42X9HTREND XMO10X9HTREND PMX/)
116FORMAT(14XI5,4H  A I5,15XI8,11XI8)
117FORMAT(22X5HCONF F5.2,12X4HLIB I4)
118FORMAT(1H+80A1)
50FORMAT(3A2,F6.0)
51FORMAT(F5.0,I5,I3,I4,I3,I3,I2,A6,A2,A1,A6,A2,A6)
52FORMAT(I5)
53FORMAT(I4,2F5.2,2F6,2)
END
```

Quand l'itération est terminée on dispose d'une série XMO (J) de M valeurs, et d'une série PMX (J) de M valeurs. M = L.B

Fin de l'itération.

Calcul de la moyenne VMXMO des M valeurs XMO (J)
Calcul de la moyenne VVPMX des M valeurs PMX (J)
Calcul de la variance PMXMO des M valeurs XMO (J)
Calcul de la variance PMPMX des M valeurs PMX (J)

Calcul des limites de confiance des M valeurs XMO (J), soit XMO (J) $\pm$ STU $\sqrt{\text{PMX (J)/LIB.}}$

Edition graphique de l'historique du tableau XMO (J) et des limites de confiance correspondantes. Chaque estimation XMO (J) est représentée par un segment limité par les limites de confiance de l'estimation.

Calcul des limites de confiance des M valeurs PMX (J), soit PMX(J).LIB/QIG et PMX (J) . LIB/QIF.

Edition graphique de l'historique du tableau PMX (J) et des limites de confiance correspondantes. Chaque estimation PMX (J) est représentée par un segment limité par les limites de confiance de l'estimation.

Calcul et édition (Sous programme PROBAB) de l'histogramme du tableau XMO (J) suivant un domaine centré sur VMXMO, d'une largeur égale à 4.4 $\sqrt{\text{PMXMO}}$ et divisé suivant NCLA classes.

Calcul et edition (Sous programme PROBAB) de l'histogramme du tableau PMX(J) suivant un domaine centré sur VVPMX, d'une largeur egale à 4.4 $\sqrt{\text{PMPMX}}$ et divisé suivant NCLA classes.

Calcul et édition (Sous programme PROBAB) de l'histogramme du tableau XMO (J) suivant un domaine centré sur VMXMO, d'une largeur égale à 4.4 $\sqrt{\text{PMXMO}}$ et divisé suivant (2.NCLA + 1) classes.

Calcul et édition (Sous programme PROBAB) de l'histogramme du tableau PMX (J) suivant un domaine centré sur VVPMX + 2 $\sqrt{\text{PMPMX}}$, d'une largeur égale à 2 fois la valeur de centrage et divisé suivant (2.NCLA + 1) classes.

Trend-Test sur des groupes successifs de 100 valeurs XMO (J), et de 100 valeurs PMX (J).

## 7.4 - PROGRAMME DEMOROVE LISTING P4.

Ce programme permet de suivre l'évolution de l'amplitude et de la phase d'une composante de fréquence F quelconque du spectre d'un signal. Il utilise les algorithmes développés dans le paragraphe 6.6

### 7.4.1 - Données du traitement

| | |
|---|---|
| ELX1 | numéro d'électrode |
| ELX2 | numéro d'électrode |
| PIX | numéro de la voie EEG |
| X50 | calibrage : (quantification 50 µv - quantification - 50 µv)/2 |
| F | fréquence de la composante spectrale étudiée |
| FQ | cadence d'échantillonnage des signaux traités |
| NQ | nombre d'échantillons par bloc numéroté |
| H | facteur de réduction des données (H = 3,6 ou 12) |
| KM | paramètre de réglage du filtrage des séries Y et Z |
| B | nombre de blocs numérotés traités en séquence |
| NOM | nom du sujet |
| AGE | âge du sujet |
| SEX | sexe du sujet |
| DAT | date (jour, mois) de l'enregistrement |
| ANN | date (année) de l'enregistrement |
| SIT | conditions de l'enregistrement |
| NUM(Z) | numéros des B blocs traités |

### 7.4.2 - Phases du traitement

Introduction des données.

Itération sur B blocs de NQ points du traitement suivant :

Lecture d'un bloc de NQ points par salves de 192.

Réduction des données par filtrage (moyenne pondérée sur des groupes successifs de H points). Aprés réduction la cadence d'échantillonnage est ramenée à FQ/H et le nombre de données par bloc à NQ/H. Le tableau réduit de NQ/H valeurs est baptisé LX (I).

Calcul de la valeur moyenne XMO du tableau réduit.

Calcul des séries Y (I) et Z (I)

$$Y(I) = \left[LX(I) - XMO\right] \cos \left[2 \pi F (i - 1)/FQ/H\right]$$

$$Z(I) = \left[LX(I) - XMO\right] \sin \left[2 \pi F (i - 1)/FQ/H\right]$$

Mise à l'échelle des séries Y (I) et Z (I).

Premier filtrage des séries Y (I) et Z (I). Ce filtrage consiste à effectuer, avec un pas de 4, des moyennes pondérées sur des groupes de 6 valeurs successives. Aprés ce premier filtrage chaque tableau Y (J) et Z (J) ne contient plus que NQ/H/4 valeurs, et la fréquence d'échantillonnage des fonctions Y (J) et Z (J) est égale à FQ/H/4.

P4 1

```
[C]DEMOROVE SUR B BLOCS (100)
[C]BLOCS DE NQ MESURES A FQ=372 OU 744
[C]LECTURE [UBM3] DU BLOC EN SALVES DE 192 MESURES
[C]REDUCTION DES DONNEES PAR M=3,6 OU 12 [FILTRAGE PAR GROUPE]
[C]N=NQ/M [NMAX=1024] FM=FQ/M
[C]CALCUL DE LA SERIE DES TERMES EN SINUS ET COSINUS
[C]PREMIER FILTRAGE SUR 6 POINTS ET REDUCTION PAR 4
[C]SECOND FILTRAGE REGLABLE PAR KM
[C]ECRITURE [UBM4] DES TERMES FILTRES EN SIN ET COS
[C]CALCUL ET EDITION DES SERIES MODULE,PHASE ET FREQUENCE APPROCHEE
DIMENSION IX(192),LX(1024),Y(256),Z(256)
DIMENSION NUM(100),LISS(12),LIC(6),LIGNE(80)
ENTIERM,B,P,Q,V,PLUS,BLANC,AST
REEL NOM
REWIND3
REWIND4
READ(22,50)ELX1,ELX2,PIX,X50,F
READ(16,51) FQ,NQ,M,KM,B,  NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,SIT
READ(16,52)(NUM(JZ),JZ=1,B)
[C]
XK=50./X50
N=NQ/M
FM=FQ/M
DT=1./FM
NP=NQ/192
ANG=180.
PI=3.1416
BLANC=0
PLUS=11
AST=10
[C]
NJ=(N/4)-1
D4=4.*DT
NAF=NJ-(2*KM)
NFL=(8*KM)+6
NAR=NAF-1
[C]
[C] FILTRAGE SIGNAL
[C]
LISS(1)=1
LISS(2)=2
IF(M.EQ.3)GOTO16
IF(M.EQ.6)GOTO17
IF(M.EQ.12)GOTO18
16LISS(3)=1
POND=XK/4.
GOTO19
17LISS(3)=3
LISS(4)=3
LISS(5)=2
LISS(6)=1
POND=XK/12.
GOTO19
18LISS(3)=3
LISS(4)=4
LISS(5)=5
LISS(6)=6
LISS(7)=6
LISS(8)=5
LISS(9)=4
LISS(10)=3
LISS(11)=2
LISS(12)=1
POND=XK/42.
19CONTINUE
[C]
[C]PREMIER FILTRAGE DES TERMES Y ET Z
[C]
LIC(1)=1
LIC(2)=2
```

P4 2

```
LIC(3)=3
LIC(4)=3
LIC(5)=2
LIC(6)=1
[C]
PRINT101,B,NQ,FQ,M
PRINT102
PRINT103,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,ELX1,ELX2,PIX,SIT
PRINT104,N,DT,FM
PRINT105,F
PRINT106,NFL
PRINT107,NAF,D4
PRINT109
RIN=((M-1)/2./FQ)+(DT*((2.5)+(4.*KM)))
DO21J=2,NAR
TR=RIN+((J-1)*4.*DT)
21PRINT110,J,TR
[C]
BB=2.*PI*DT*F
DO22JZ=1,B
[C]
[C] INTRODUCTION D UN BLOC,FILTRAGE ET REDUCTION PAR M
[C]
DO23P=1,NP
READ(3)(IX(Q),Q=1,192)
I=(P-1)*192/M
DO23Q=1,192,M
I=I+1
LX(I)=0
DO23IM=1,M
IQ=Q+IM-1
23LX(I)=(LISS(IM)*IX(IQ))+LX(I)
XMO=0.
DO24I=1,N
24XMO=XMO+LX(I)
XMO=XMO/N
[C]
[C] CALCUL DES TERMES EN SIN ET COS
[C] PREMIER FILTRAGE ET REDUCTION PAR 4
[C]
DO30J=1,NJ
ID=1+4*(J-1)
Y(J)=0.
Z(J)=0.
DO31K=1,6
I=ID+K-1
A=(LX(I)-XMO)*POND*LIC(K)
E=BB*(I-1)
Y(J)=A*COS(E)+Y(J)
Z(J)=A*SIN(E)+Z(J)
31CONTINUE
Y(J)=Y(J)/12.
Z(J)=Z(J)/12.
30CONTINUE
[C]
[C] SECOND FILTRAGE REGLABLE PAR KM SANS REDUCTION
[C]
NA=NJ
DO32K=1,KM
NF=NA-1
DO33J=2,NF
A1=2.*Y(J)+Y(J-1)+Y(J+1)
B1=2.*Z(J)+Z(J-1)+Z(J+1)
I=J-1
Y(I)=A1/4.
Z(I)=B1/4.
33CONTINUE
NA=NF-1
32CONTINUE
[C]
WRITE(4)(Y(J),J=1,NAF)
WRITE(4)(Z(J),J=1,NAF)
[C]
[C] CALCUL AMPLITUDE ET PHASE
[C]
```

P4 3

```
[illegible]
DO3[illegible]1,NAF
A2=SQRT(Y(J)**2+Z(J)**2)
YMAX=AMAX1(YMAX,A2)
B2=(ANG*ATAN(Z(J)/Y(J)))/PI
[illegible]I.0.)GOTO35
[illegible]I.0.)GOTO36
[illegible]
35B2=B2+ANG
GOTO37
[illegible]
37CONTINUE
Y(J)=A2
Z(J)=B2
34CONTINUE
[C]
[C]COURBES:AMPLITUDE,PHASE ET FREQUENCE APPROCHEE
[C]
DO40V=1,80
40LIGNE(V)=BLANC
PRINT115,NUM(JZ)
PRINT111,F
PRINT112,YMAX
DO41J=2,NAR
PRINT113,J
DO42V=1,80
42LIGNE(V)=BLANC
LIGNE(10)=PLUS
LIGNE(45)=PLUS
LIGNE(70)=PLUS
LIGNE(30)=PLUS
LIGNE(33)=PLUS
LIGNE(57)=PLUS
LIGNE(60)=PLUS
[illegible]
LIGNE(75)=PLUS
LIGNE(80)=PLUS
V=(Y(J)/YMAX)*20.0+10.5
LIGNE(V)=AST
V=(Z(J)/180.)*12.0+45.5
LIGNE(V)=AST
[illegible]DT)/500.
[illegible]
[illegible]
[illegible]
LIGNE(V)=AST
43PRINT114,LIGNE
41CONTINUE
22CONTINUE
REWIND4
REWIND3
[illegible]
[illegible],A1,A6,A2,A6)
52FORMAT(I5)
101FORMAT(1H116X13HDEMOUROVE SURI4,9H BLOCS DEI5,4H FQIF5,0,3H MI13)
102FORMAT(16X90(1H*)///18X5HSUJET22X7HMONTAGE11X9HSITUATION/)
103FORMAT(10XA6,2XA2,2XA1,2XA6,A2,8XA2,1XA2,8H  PISTE A2,8XA6///36X10HPARAMETRES//)
[illegible]BLOC10X2HN=I5,9X3HDT=3PF6.2.3H MS9X3HFM=0PF5.0)
105FORMAT(10X14HFREQ. ETUDIEE=F5.1,3H HZ)
106FORMAT(10X17HFILTRAGE SURI4,30H VALEURS SUCCESSIVES DE Y ET Z)
107FORMAT(10X9HCALCUL DEI4,17H VALEURS FILTREES9X5HDTAU=3PF6.2,3H MS)
[illegible] NUMERO19//)
109FORMAT(///20X1HJ10X21HT(S) / NUMERO ORIGINE/)
110FORMAT(18XI4,/XF8.4)
111FORMAT(///3X1HJ12X9HAMPLITUDE12X16HPHI( -180 A +180)8X5HFREQ1F6.2,3H+OU-4)
[illegible]F8.2/10X21(1H-)2X25(1H-)2X21(1H-))
[illegible]
114FORMAT(1H+80A1)
115FORMAT(/////34X7HNUMERO I5)
END
```

Second filtrage des séries Y (J) et Z (J). Ce filtrage, sans réduction de données, consiste à effectuer, avec un pas de 1, des moyennes pondérées sur des groupes de (1 + 2KM) valeurs successives.

Détermination pour chaque valeur de J de l'amplitude instantanée et de la phase instantanée de la composante spectrale située dans une fenêtre centrée sur la fréquence F.

$$A2 = \sqrt{Y(J)^2 + Z(J)^2} \qquad B2 = \text{ARCTG}\left[Z(J)/Y(J)\right]$$

Détermination des fonctions traduisant l'évolution dans le temps de A2 et B2.

$$Y(J) = A2 \qquad Z(J) = B2$$

Edition graphique des fonctions Y (J) et Z (J).

Calcul pour chaque valeur de J de l'écart de fréquence instantané par rapport à F de la composante spectrale située dans une fenêtre centrée sur F.

$$ECF(J) = \left[Z(J-1) - Z(J+1)\right] \; /2/(FQ/H/4)$$

Edition graphique de ECF (J).

Fin de l'itération.

## 7.5 - SOUS PROGRAMME SPECAM LISTING P5.

Ce sous programme permet de calculer la transformée de Fourier d'une fonction paire ou impaire dont on ne considère que la partie correspondant aux abscisses positives, et d'effectuer la correction de Hamming de cette transformée.

### 7.5.1 - Paramètres d'appel

COR nom du tableau d'entrée
M dimension des tableaux COR (J) et SPL (K)
DTAU période d'échantillonnage de la fonction COR (J)
KSI index permettant de choisir entre le traitement d'une fonction impaire (KSI = 1) et celui d'une fonction paire (KSI = 2).
SPL nom du tableau résultat

### 7.5.2 - Phases du traitement

Itération sur M valeurs de l'indice K du traitement suivant :

Si KSI = 1 calcul de la quantité :

$$ZOB = \sum_{J=2}^{J=M-1} COR(J)\ SIN\left[\pi (J-1)(K-1)/(M-1)\right]$$

Si KSI = 2 calcul de la quantité :

$$ZOB = COR(1)/2 + \left[COR(M)\cos(K-1)\pi\right]/2 + \sum_{J=2}^{J=M-1} COR(J)\cos\left[\pi(J-1)(K-1)/(M-1)\right]$$

Calcul de SP (K) = 4. DTAU. ZOB

Fin de l'itération.

Itération sur M valeurs de l'indice K du traitement suivant :

Si K = 1 calcul de :
SPL (1) = 0.54 SP (1) + 0.46 SP (2)

Si K = M calcul de :
SPL (M) = 0.54 SP (M) + 0.46 SP (M - 1)

Pour $2 \leqslant K \leqslant M-1$ calcul de :
SPL (K) = 0.23 SP (K - 1) + 0.54 SP (K) + 0.23 SP (K + I)

Fin de l'itération.

**P5 1**

```
SUBROUTINESPECAM(COR,M,DTAU,KSI,SPL)
DIMENSIONCOR(126),SP(126),SPL(126)
[C]
[C]TRANSFORMEE DE FOURIER D'UNE FONCTION DE CORRELATION
[C]
PI=3.1416
CT1=0.23
CT2=0.46
CT3=0.54
M1=M-1
F1=PI/M1
DO601K=1,M
F2=(K-1)*F1
ZOB=0.
IF(KSI.EQ.1)GOTO605
[C]
[C]TERMES EN COSINUS
[C]
DO602J=1,M
IF(J.EQ.1)GOTO603
IF(J.EQ.M)GOTO604
ARG=(J-1)*F2
ZOB=COR(J)*COS(ARG)+ZOB
GOTO602
603ZOB=COR(J)/2.+ZOB
GOTO602
604ARG=(K-1)*PI
ZOB=(COR(J)*COS(ARG))/2.+ZOB
602CONTINUE
GOTO601
[C]
[C]TERMES EN SINUS
[C]
605DO606J=2,M1
ARG=(J-1)*F2
606ZOB=COR(J)*SIN(ARG)+ZOB
[C]
[C]LISSAGE HAMMING DE LA TRANSFORMEE
[C]
601SP(K)=4.*DTAU*ZOB
DO607K=1,M
SPL(K)=SP(K)*CT3
IF(K.EQ.1)GOTO608
IF(K.EQ.M)GOTO609
SPL(K)=(SP(K+1)+SP(K-1))*CT1+SP[illegible]
GOTO607
608SPL(K)=SP(K+1)*CT2+SPL(K[illegible]
GOTO607
609SPL(K)=SP(K-1)*CT[illegible]
607CONTINUE
RETURN
END
```

**P6 1**

```
SUBROUTINE COURB (VAL,VALMAX,M,KRAC)
DIMENSIONVAL(126),LIGNE(80)
INTIERBLANC,PLUS,XXX,AST,V,W,W1
BLANC=0
PLUS=11
AST=10
XXX=56
[C]KRAC=1,CROSSGAUCHE,1ECHELLE,REFERENCE LIGNE43
[C]KRAC=2,CROSSDROITE ET AUTOCOR,1ECHELLE,REFERENCE LIGNE43
[C]KRAC=3,PHASE,1ECHELLE,REFERENCE LIGNE43,VALMAX=180.
[C]KRAC=4,SPECTRES,1ECHELLE LOG10,3 MODULES(0.1 A 100.),REFERENCE LIGNE 10
[C]KRAC=5,COHERENCE,1ECHELLE,REFERENCE LIGNE10,VALMAX=1.
[C]KRAC=6,SPECTRES,2 ECHELLES LINEAIRES,REFERENCE LIGNE 10
IF(KRAC.EQ.4)PRINT172
M1=M-1
DO700V=1,80
700LIGNE(V)=BLANC
IF(KRAC.EQ.1)GOTO702
DO701W=1,M
IF(KRAC.EQ.2.OR.KRAC.EQ.3)GOTO703
IF(KRAC.EQ 4.OR.KRAC.EQ.5.OR KRAC.EQ.6)GOTO704
[C]
[C]CROSSGAUCHE
[C]
702DO708W1=1,M1
LIGNE(43)=PLUS
W=M-W1+1
IF(ABS(VAL(W)).GT.VALMAX)GOTO720
V=(VAL(W)/VALMAX)*33.0+43.5
LIGNE(V)=AST
GOTO721
720LIGNE(43)=BLANC
721PRINT170,LIGNE
PRINT171,VAL(W),W
DO717V=1,80
717LIGNE(V)=BLANC
708CONTINUE
703IF(W.EQ.1)GOTO705
LIGNE(43)=PLUS
GOTO706
705DO707V=10,76
707LIGNE(V)=PLUS
[C]
[C]AUTO CORRELATION ET PHASE
[C]
706IF(ABS(VAL(W)).GT.VALMAX)GOTO[illegible]
V=(VAL(W)/VALMAX)*33.0+43.5
LIGNE(V)=AST
GOTO718
722LIGNE(43)=BLANC
GOTO718
704IF(W.EQ.1)GOTO711
LIGNE(10)=PLUS
GOTO712
711DO713V=10,76
713LIGNE(V)=PLUS
712IF(KRAC.EQ.4)GOTO714
IF(KRAC.EQ.6)GOTO728
[C]
[C]COHERENCE
[C]
IF(VAL(W).GT.VALMAX.OR.VAL(W).LT.0.)GOTO724
V=(VAL(W)/VALMAX)*66.0+10.5
LIGNE(V)=AST
GOTO718
724LIGNE(10)=BLANC
GOTO718
[C]
[C]SPECTRES LOGARITHME
[C]
```

**P6 2**

```
714IF(VAL(W).GT.100..OR.VAL(W).LT.0.1)GOTO726
V=(ALOG10(VAL(W)*10.)/3.)*66.0+10.5
LIGNE(V)=AST
GOTO718
726LIGNE(10)=BLANC
GOTO718
[C]
[C]SPECTRES LINEAIRES
[C]
728IF(VAL(W).GT.VALMAX.OR.VAL(W).LT.0.)GOTO729
V=(VAL(W)/VALMAX)*132.0+10.5
IF(V.GT.76)GOTO730
LIGNE(V)=AST
GOTO718
730V=V-66
LIGNE(V)=XXX
GOTO718
729LIGNE(10)=BLANC
[C]
[C]IMPRESSION
[C]
718PRINT170,LIGNE
PRINT171,VAL(W),W
DO719V=1,80
719LIGNE(V)=BLANC
701CONTINUE
170FORMAT(1X80A1)
171FORMAT(1H+F9.3,67X,I4)
172FORMAT(9X3H0.1,19X2H1.,19X3H10.,18X4H100.)
RETURN
END
```

## 7.6 - SOUS PROGRAMME COURB LISTING P6.

Ce sous programme permet d'éditer sous forme graphique sur une imprimante à 80 positions les diverses fonctions calculées en analyse spectrale.

Paramètres d'appel du sous programme COURB :

VAL nom du tableau d'entrée

VALMAX facteur d'échelle du graphique. Ce paramètre, calculé dans le programme principal, est généralement égal à la valeur maximale du tableau des M valeurs absolues de la variable VAL.

M dimension du tableau VAL

KRAC index permettant de choisir le mode d'édition

KRAC = 1 édition de la partie correspondant aux délais négatifs d'une fonction de crosscorrelation.

KRAC = 2 édition d'une fonction d'autocorrelation ou de la partie correspondant aux délais positifs d'une fonction de crosscorrelation.

KRAC = 3 édition d'une fonction déphasage entre + 180° et - 180°.

KRAC = 4 édition sous forme logarithmique d'une densité spectrale de puissance. L'échelle dans ce cas est fixée par programme et la courbe éditée suivant 3 modules logarithmiques (0.1, 1, 10, 100).

KRAC = 5 édition d'une fonction de cohérence entre 0 et 1.

KRAC = 6 édition sous forme linéaire d'une densité spectrale de puissance.

## 7.7 - PROGRAMME SPECTROVE LISTING P7.

Ce programme permet de calculer la densité spectrale de puissance d'un signal par la méthode indirecte. Il utilise les algorithmes développés aux paragraphes 5.8

### 7.7.1 - Données du traitement

| | |
|---|---|
| ELX1 | numéro d'électrode |
| ELX2 | numéro d'électrode |
| PIX | numéro de la voie EEG |
| X50 | calibrage : (quantification 50 µv - quantification - 50 µv)/2 |
| FQ | cadence d'échantillonnage des signaux traités |
| NQ | nombre d'échantillons par bloc numéroté |
| H | facteur de réduction des données (H = 3,6 ou 12) |
| M | nombre de points de la fonction d'autocorrelation |
| B | nombre de blocs numérotés traités en séquence |
| NOM | nom du sujet |
| AGE | âge du sujet |
| SEX | sexe du sujet |
| DAT | date (jour, mois) de l'enregistrement |
| ANN | date (année) de l'enregistrement |
| SIT | conditions de l'enregistrement |
| NUM(Z) | numéros des B blocs traités |

### 7.7.2 - Phases du traitement

Introduction des données.

Itération sur B blocs de NQ points du traitement suivant :

Lecture d'un bloc de NQ points par salves de 192.

Réduction des données par filtrage (moyenne pondérée sur des groupes successifs de H points). Après réduction la cadence d'échantillonnage est ramenée à FQ/H et le nombre de données par bloc à N = NQ/H. La période d'échantillonnage est égale à DT = 1/FQ/H. Le tableau réduit de N valeurs est baptisé LX (I).

Calcul de la valeur moyenne XMO et de la variance PMX des N valeurs LX (I) du bloc réduit.

Mise à l'échelle de la valeur moyenne (XMOK) et de la variance (PMXK). Edition.

Division du bloc réduit en 4 segments de N/4 valeurs. Calcul, mise à l'échelle et édition de la valeur moyenne (VMOK) et de la variance (PMVK) relatives à chacun des 4 segments.

Calcul sur M points de la fonction d'autocorrelation ACX (J) à partir des N valeurs du bloc réduit :

$$ACX(J) = 1/(N - J + 1) \sum_{I=1}^{I=N-J+1} \Big[ LX(I) - XMO \Big] . \Big[ LX(I + J - 1) - XMO \Big]$$

**P7 1**

```
[C] SPECTROVE SUR 8 BLOCS DE NO MESURES A FQ=372 OU 744
[C] LECTURE(UBM3) DU BLOCS EN SALVES DE 192 MESURES
[C] REDUCTION DES DONNEES PAR H=3,6 OU 12(FILTRAGE PAR GROUPE )
[C] N=NQ/H (NMAX=1024), FH=FQ/H
[C] CALCUL 4 VALEURS XMO ET PMX PAR BLOC
[C] CALCUL ACX ET SXL PAR BLOC
[C] STOCKAGE(UBM4) DE POND,XMO,PMXL,LX(I),SXL(J)
[C] CALCUL SPECTRE MOYEN ,EVOLUTION PMX ET NAPPE DES SPECTRES
[C] SOUS PROGRAMMES SPECAM ET COURB
[illegible]X(192),LX(1024),ACX(126),SXL(126),SXLM(126)
DIMENSIONNUM(100),LIGNE(80),JSIG(4),ANIV(4),LISS(12)
ENTIERPLUS,BLANC,000,M,B,Z,P,Q,V
REELNOM
REWIND3
[illegible]
READ(22,50)ELX1,ELX2,PIX,X50
READ(16,51)FQ,NQ,H,M,B,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,SIT
[illegible](NUM(Z),Z=1,B)
[illegible]
FH=FQ/H
DT=[illegible]/FH
TN=(N-1)*DT
TM=(M-1)*DT
NO=N/4
TNO=(NO-1)*DT
NP=NQ/192
XK=50./X50
[illegible](TN-(TM/3.))/TM
[illegible]INT(DEG)
[illegible]
[illegible]
IF(H.EQ.3)GOTO16
[illegible]EQ.6)GOTO17
IF(H.EQ.12)GOTO18
16LISS(3)=1
POND=XK/4.
GOTO19
17LISS(3)=3
LISS(4)=3
LISS(5)=2
[illegible]
[illegible]
GOTO19
18LISS(3)=3
[illegible]
LISS(5)=5
LISS(6)=6
[illegible]
[illegible]
[illegible]
[illegible]=3
[illegible]=2
LISS(12)=1
POND=XK/42.
19CONTINUE
PRINT101,B,NO,FQ,H
PRINT102
[illegible]33,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,ELX1,ELX2,PIX,SIT
[illegible]33,FH,NO,N,M
PRINT105,DT,TNO,TN,TM
PRINT106,LIB
[illegible]
F=(K-1)/2./(M-1)/DT
[illegible]*DT
[illegible]107,K,TAU,F
[illegible]PMAX=0.
[illegible]1,M
[illegible](J)=0.
DO22Z=1,B
```

**P7 2**

```
[C]
[C]INTRODUCTION D'UN BLOC DE NO EN SALVES DE 192 ET REDUCTION PAR H
[C]
DO23P=1,NP
READ(3)(IX(Q),Q=1,192)
I=(P-1)*192/H
DO23Q=1,192,H
I=I+1
LX(I)=0
DO23IH=1,H
IQ=Q+IH-1
23LX(I)=(LISS(IH)*IX(IQ))+LX(I)
[C]
[C]STATIOTEST SUR 4 VALEURS DE XMO ET PMX DANS LE BLOC REDUIT
[C]
XMO=PMX=0.
DO24I=1,N
24XMO=XMO+LX(I)
XMO=XMO/N
XMOK=XMO*POND
VMX=VMX+XMOK
DO25I=1,N
25PMX=(LX(I)-XMO)**2+PMX
PMXK=PMX*(POND**2)/N
VMP=VMP+PMXK
PMAX=AMAX1(PMAX,PMXK)
PRINT108,NUM(Z),N,XMOK,PMXK
DO26JA=1,4
VMO=PMV=0.
ID=(JA-1)*NO+1
IF=JA*NO
DO27I=ID,IF
27VMO=VMO+LX(I)
VMO=VMO/NO
VMOK=VMO*POND
DO28I=ID,IF
28PMV=(LX(I)-VMO)**2+PMV
PMVK=PMV*(POND**2)/NO
26PRINT109,ID,IF,VMOK,PMVK
[C]
[C]CALCUL ACX ET SPECTRE DANS LE BLOC
[C]
DO29J=1,M
L=N-J+1
K=J
CX=0.
DO30I=1,L
WX=LX(I)-XMO
CX=WX*(LX(K)-XMO)+CX
30K=K+1
29ACX(J)=CX*(POND**2)/L
CALLSPECAM(ACX,M,DT,2,SXL)
SXMAX=0.
DO31J=1,M
SXLM(J)=SXLM(J)+SXL(J)
31SXMAX=AMAX1(SXL(J),SXMAX)
[C]
[C]EDITION PAR BLOC (ACX,ET SXL EN LOG)
[C]
PRINT110,NUM(Z)
CALLCOURB(ACX,ACX(1),M,2)
PRINT111,NUM(Z)
CALLCOURB(SXL,SXMAX,M,4)
WRITE(4)POND,XMO,PMXK
WRITE(4)(LX(I),I=1,N)
WRITE(4)(SXL(J),J=1,M)
22CONTINUE
REWIND4
VMX=VMX/B
```

**P7 3**

```
VMP=VMP/B
SM=0.
DO32J=1,M
[illegible]=SXLM(J)/B
[illegible]AMAX1(SXLM(J),SM)
[C]
[C]EDITION DU SPECTRE MOYEN(EN LOG)
[C]
PRINT112,VMX,VMP
[illegible](SXLM,SM,M,4)
[C]
[C]EDITION DE LA NAPPE DES SPECTRES
[C]
[illegible]=11
000=47
BLANC=0
[illegible]
[illegible]
[illegible]=10
[illegible]=56
JSIG(3)=29
[illegible]51
[illegible]=SM
[illegible]=SM/4.
[illegible]=SM/16.
[illegible]=SM/64.
[illegible],PMAX,ANIV(1),ANIV(2),ANIV(3),ANIV(4)
PRINT115
[illegible]
DF=0.5/M1/DT
DO34Z=1,B
[illegible]POND,XMO,PMXK
[illegible](LX(I),I=1,N)
[illegible](SXL(J),J=1,M)
[illegible],80
[illegible]=BLANC
LIGNE(6)=PLUS
[illegible]/PMAX)*74.0+0.5
LIGNE(V)=000
PRINT116,LIGNE
[illegible],10
36LIGNE(V)=BLANC
[illegible],4
[illegible],M1
[illegible](NA).GE.SXL(J).AND.ANIV(NA).LT.SXL(J+1))GOTO38
[illegible](NA).LE.SXL(J).AND.ANIV(NA).GT.SXL(J+1))GOTO42
GOTO37
38F1=(J-1)/2./M1/DT
[illegible]V(NA)-SXL(J))/(SXL(J+1)-SXL(J)))*DF+F1
[illegible].GT.10.5)GOTO37
V=(FV/10.5)*74.0+0.5
[illegible]=JSIG(NA)
[illegible]117,LIGNE
LIGNE(V)=KMO
[illegible]LIGNE
GOTO43
[illegible])/2./M1/DT
[illegible](NA)-SXL(J))/(SXL(J+1)-SXL(J)))*DF+F1
[illegible],10.5)GOTO37
[illegible]10.5)*74.0+0.5
[illegible]JSIG(NA)
PRINT117,LIGNE
LIGNE(V)=KDE
PRINT117,LIGNE
43DO39V=1,80
[illegible](V)=BLANC
37CONTINUE
PRINT118,NUM(Z)
[illegible]1,80
```

**P7 4**

```
40LIGNE(V)=BLANC
LIGNE(6)=PLUS
PRINT116,LIGNE
34CONTINUE
REWIND3
REWIND4
[C]
[C]EDITION DES 8 SPECTRES ET DE SXLM EN LINEAIRE
[C]
SM=SM/2.
DO41Z=1,B
READ(4)POND,XMO,PMXK
READ(4)(LX(I),I=1,N)
READ(4)(SXL(J),J=1,M)
PRINT111,NUM(Z)
CALLCOURB(SXL,SM,M,6)
41CONTINUE
PRINT112,VMX,VMP
CALLCOURB(SXLM,SM,M,6)
REWIND4
50FORMAT(3A2,F6.0)
51FORMAT(F5.0,I5,I3,2I4,A6,A2,A1,A6,A2,A6)
52FORMAT(I5)
101FORMAT(1H116X13HSPECTROVE SURI4,9H BLOCS DEI5,4H FQ=F5.0,3H H=I3)
102FORMAT(15X50(1H*)///18X5HSUJET22X7HMONTAGE11X9HSITUATION/)
103FORMAT(10XA6,2XA2,2XA1,2XA6,A2,8XA2,1XA2,8H  PISTE A2,8XA6///30X10H[illegible]/)
104FORMAT(9X3HFH=F5.0,13X3HNO=I4,11X2HN=I5,10X2HM=I4)
105FORMAT(9X3HDT=3PF6.2,3H MS8X4HTNO=0PF6.2,8X3HTN=F6.2,8X3HTM=F5.2)
106FORMAT(36X7HD.LIB.=I4//25X1HK13X3HTAU14X1HF/)
107FORMAT(23XI4,10XF7.3,9XF7.2)
108FORMAT(//34X9HSEQUENCE I5//39X3HXMO16X3HPMO//19X3HN AI5,10XF7.2,10XF9.2)
109FORMAT(19XI5,2H AI5,10XF7.2,10XF9.2)
110FORMAT(///36X3HACXI5//)
111FORMAT(///36X3HSXLI5//)
112FORMAT(//16X4HSXLM10X5HXMOM=F7.2,10X5HPMXM=F9.2//)
114FORMAT(//19X5HNAPPE18X10HO PMX(MAX=F9.2,1H)/9X1H=F8.3,8X1HXF8.3,8X1H=F8.3,[illegible]F8.3)
115FORMAT(/2X3HNUM20X2H5.17X3H10.17X3H15./6X79(1H*))
116FORMAT(1X80A1)
117FORMAT(1H+80A1)
118FORMAT(1H+I5)
END
```

Mise à l'échelle de la fonction ACX (J).

Appel du sous programme SPECAM (ACX, M, DT, 2, SXL). Le résultat SXL fourni par ce sous programme est la densité spectrale corrigée par HAMMING. Le nombre DEG de degrés de liberté de chaque point de la densité spectrale a précédemment été déterminé par le programme :

$$DEG = 2\left[(N - 1) - (M - 1)/3\right]/(M - 1)$$

Stockage sur dérouleur 4 des résultats suivants :

| | |
|---|---|
| POND | facteur d'échelle |
| XMO | valeur moyenne brute des N points du bloc |
| PMXK | variance à l'échelle des N points du bloc |
| LX (I) | tableau des N valeurs brutes du bloc |
| SXL (J) | tableau des M valeurs de densité spectrale |

Edition graphique de ACX (J).

Edition graphique sous forme semi-logarithmique de SXL (J).

Fin de l'itération.

Lecture des résultats stockés sur le dérouleur 4.

Calcul et édition graphique sous forme semi-logarithmique de la moyenne SXLM (J) des B densités spectrales SXL (J).

Edition graphique de la nappe en 4 niveaux des B spectres SXL (J) et de l'évolution de PMXK.

Edition graphique sous forme cartésienne des B densités spectrales SXL (J) et de la densité spectrale moyenne SXLM (J).

## 7.8 - PROGRAMME CROSSROVE LISTING P8.

Ce programme permet de calculer la densité spectrale croisée de deux signaux par la méthode indirecte, et d'en déduire les fonctions de cohérence et de déphasage. Il utilise les algorithmes développés aux paragraphes 5.9, 5.10, 5.11 et 6.9 .

Le programme CROSSROVE utilise les résultats de l'application préalable du programme SPECTROVE à chacun des deux signaux considérés.

### 7.8.1 - Données du traitement

| | |
|---|---|
| ELX1 | numéro d'électrode voie x |
| ELX2 | numéro d'électrode voie x |
| ELY1 | numéro d'électrode voie y |
| ELY2 | numéro d'électrode voie y |
| PIX | numéro de la voie EEG x |
| PIY | numéro de la voie EEG y |
| FQ | cadence d'échantillonnage des signaux traités |
| NQ | nombre d'échantillons par bloc numéroté |
| H | facteur de réduction des données (H = 3,6 ou 12) |
| M | nombre de points de la fonction de correlation |
| B | nombre de blocs numérotés traités en séquence |
| NOM | nom du sujet |
| AGE | âge du sujet |
| SEX | sexe du sujet |
| DAT | date (jours, mois) de l'enregistrement |
| ANN | date (année) de l'enregistrement |
| SIT | conditions de l'enregistrement |
| NUM(Z) | numéros des B blocs traités |

### 7.8.2 - Phases du traitement

Introduction des données.

Itération sur B valeurs de l'indice Z du traitement suivant :

Lecture sur le dérouleur 5 des résultats du programme SPECTROVE relatifs au bloc Z du signal X soit :

| | |
|---|---|
| PONDX | facteur d'échelle de LX (I) |
| XMO | valeur moyenne brute du bloc LX (I) |
| PMXK | variance à l'échelle du bloc LX (I) |
| LX (I) | tableau des N valeurs brutes du bloc LX (I) |
| SXL (J) | tableau des M valeurs de densité spectrale |

Lecture sur le dérouleur 6 des résultats du programme SPECTROVE relatifs au bloc Z du signal Y soit :

| | |
|---|---|
| PONDY | facteur d'échelle de LY (I) |
| YMO | valeur moyenne brute du bloc LY (I) |
| PMYK | variance à l'échelle du bloc LY (I) |

P8 1

```
00001  [C]CROSSPROVL SUR 8 BLOCS DE N MESURES A FREQUENCE FH
00002  [C]LECTURE (UBM5) DE PONDX,PMXK,LX(I),SXL(J) EDITES PAR SPECTROVE
00003  [C]LECTURE (UBM6) DE PONDY,PMYK,LY(I),SYL(J) EDITES PAR SPECTROVE
00004  [C]RUBAN D ENTREE IDENTIQUE A SPECTROVE
00005  [C]CROSSCORRELATION,SPECTRE CROISE,PHASE ET COHERENCE
00006  [C]STOCKAGE (UBM4) DE COH(J).
00007  [C]NAPPE DE COHERENCE
00008  [C]SUBROUTINES SPECAM ET COURH
00009  DIMENSION LX(1024),LY(1024),SXL(126),SYL(126),PHI(126),COH(126)
00010  DIMENSION CXY(126),CYX(126),CCR(126),CCI(126),SCR(126),SCI(126)
00011  DIMENSION NUM(100),LIGNE(80),JSIG(4),ANIV(4),SXY(126)
00012  ENTIER PLUS,BLANC,M,H,Z,P,Q,V
00013  REEL NOM
00014  REWIND4
00015  REWIND5
00016  REWIND6
00017  READ(22,50)ELX1,ELX2,ELY1,ELY2,PIX,PIY
00018  READ(16,51)FQ,NW,M,H,B,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,SIT
00019  READ(14,52)(NUM(Z),Z=1,8)
00020  N=NQ/M
00021  FH=FQ/M
00022  DT=1./FH
00023  TN=(N-1)*DT
00024  TM=(M-1)*DT
00025  DEG=2*(TN-(TM/3.))/TM
00026  LIB=1+INT(DEG)
00027  PRINT101,B,NQ,FQ,M
00028  PRINT102
00029  PRINT103,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,ELX1,ELX2,PIX,SIT
00030  PRINT203,ELY1,ELY2,PIY
00031  PRINT104,FH,N,M
00032  PRINT105,DT,TN,TM
00033  PRINT106,LIB
00034  DO20K=1,M
00035  F=(K-1)/2./(M-1)/DT
00036  TAU=(K-1)*DT
00037  20PRINT107,K,TAU,F
00038  DO227=1,8
00039  [C]
00040  [C]LECTURE SUR UBM5 DES DONNEES RELATIVES A X
00041  [C]LECTURE SUR UBM6 DES DONNEES RELATIVES A Y
00042  [C]
00043  READ(5)PONDX,XMO,PMXK
00044  READ(6)PONDY,YMO,PMYK
00045  READ(5)(LX(I),I=1,N)
00046  READ(6)(LY(I),I=1,N)
00047  READ(5)(SXL(J),J=1,M)
00048  READ(6)(SYL(J),J=1,M)
00049  [C]
00050  [C]CALCUL CROSS CORRELATION
00051  [C]
00052  DO29J=1,M
00053  L=N-J+1
00054  K=J
00055  CD=CG=0.
00056  DO30I=1,L
00057  WX=LX(I)-XMO
00058  WY=LY(I)-YMO
00059  CD=WX*(LY(K)-YMO)*CD
00060  CG=WY*(LX(K)-XMO)*CG
00061  30K=K+1
00062  CXY(J)=CD*PONDX*PONDY/L
00063  29CYX(J)=CG*PONDX*PONDY/L
00064  [C]
00065  [C]TRANSFORMEE DE FOURIER DE CROSS
00066  [C]
00067  DO31J=1,M
00068  CCR(J)=(CXY(J)+CYX(J))/2.
00069  31CCI(J)=(CXY(J)-CYX(J))/2.
```

P8 2

```
       CALLSPECAM(CCR,M,DT,2,SCH)
00071  CALLSPECAM(CCI,M,DT,1,SCI)
00072  [C]
00073  [C]CALCUL DU SPECTRE CROISE
00074  [C]
00075  DO32J=1,M
00076  32SXY(J)=SQRT(SCR(J)**2+SCI(J)**2)
00077  [C]
00078  [C]CALCUL DU DEPHASAGE
00079  [C]
00080  PI=3.1416
00081  ANG=180.
00082  DO33J=1,M
00083  PHI(J)=(ANG*ATAN(SCI(J)/SCR(J)))/PI
00084  IF(SCI(J).GT.0..AND.SCR(J).LT.0.)GOTO34
00085  IF(SCI(J).LT.0..AND.SCR(J).LT.0.)GOTO35
00086  GOTO33
00087  34PHI(J)=PHI(J)+ANG
00088  GOTO33
00089  35PHI(J)=PHI(J)-ANG
00090  33CONTINUE
00091  [C]
00092  [C]CALCUL DE LA COHERENCE
00093  [C]
00094  DO36J=1,M
00095  36COH(J)=SXY(J)/SQRT(SXL(J)*SYL(J))
00096  [C]
00097  [C]EDITION PAR BLOCS
00098  [C]
00099  CCMAX=0.
00100  SMAX=0.
00101  DO37J=1,M
00102  CCX=ABS(CXY(J))
00103  CCY=ABS(CYX(J))
00104  CCMAX=AMAX1(CCMAX,CCX)
00105  CCMAX=AMAX1(CCMAX,CCY)
00106  37SMAX=AMAX1(SXY(J),SMAX)
00107  PRINT110,NUM(Z)
00108  CALLCOURH(CYX,CCMAX,M,1)
00109  CALLCOURH(CXY,CCMAX,M,2)
00110  PRINT111,NUM(Z)
00111  CALLCOURH(SXY,SMAX,M,4)
00112  PRINT112,NUM(Z)
00113  CALLCOURH(PHI,ANG,M,3)
00114  PRINT113,NUM(Z)
00115  CALLCOURH(COH,1.,M,5)
00116  WRITF(4)(COH(J),J=1,M)
00117  22CONTINUE
00118  [C]
00119  [C]NAPPE DES COHERENCES
00120  [C]
00121  REWIND4
00122  PLUS=11
00123  BLANC=0
00124  KM=30
00125  KD=28
00126  JSIG(1)=10
00127  JSIG(2)=56
00128  JSIG(3)=29
00129  JSIG(4)=47
00130  ANIV(1)=0.9
00131  ANIV(2)=0.7
00132  ANIV(3)=0.6
00133  ANIV(4)=0.5
00134  PRINT114,ANIV(1),ANIV(2),ANIV(3),ANIV(4)
00135  PRINT115
00136  M1=M-1
00137  DF=0.5/M1/DT
00138  DO3H7=1,H
```

P8 3

```
00139  READ(4)(COH(J),J=1,M)
00140  DO39V=1,80
00141  39LIGNE(V)=BLANC
00142  LIGNE(A)=PLUS
00143  PRINT116,NUM(Z)
00144  DO40V=1,80
00145  40LIGNE(V)=BLANC
00146  DO42NA=1,4
00147  DO42J=1,M1
00148  PAN=(ANIV(NA)-COH(J))*(ANIV(NA)-COH(J+1))
00149  IF(PAN.GT.0.)GOTO42
00150  F1=(J-1)/2./M1/DT
00151  FV=((ANIV(NA)-COH(J))/(COH(J+1)-COH(J)))*DF+F1
00152  IF(FV.GT.18.5)GOTO42
00153  V=(FV/18.5)*74.0+6.5
00154  LIGNE(V)=JSIG(NA)
00155  PRINT117,LIGNE
00156  IF(ANIV(NA).GE.COH(J).AND.ANIV(NA).LT.COH(J+1))LIGNE(V)=KM
00157  IF(ANIV(NA).LE.COH(J).AND.ANIV(NA).GT.COH(J+1))LIGNE(V)=KD
00158  PRINT117,LIGNE
00159  DO43V=1,80
00160  43LIGNE(V)=BLANC
00161  42CONTINUE
00162  LIGNE(A)=PLUS
00163  PRINT118,LIGNE
00164  38CONTINUE
00165  50FORMAT(6A2)
00166  51FORMAT(F9.0,I5,I3,2I4,A6,A2,A1,A6,A2,A6)
00167  52FORMAT(I5)
00168  101FORMAT(1H1116X13HCROSSPROVE SUR14,9H BLOCS DE19,4H FQ=F5.0,3H M=I3)
00169  102FORMAT(15X50(1H*)///18X5HSUJET22X7HMONTAGE11X9HSITUATION/)
00170  103FORMAT(10XA6,2XA2,2XA1,2XA6,A2,5X3HX  A2,1XA2,8H  PISTE A2,8XA6)
00171  203FORMAT(38X3HY  A2,1XA2,8H  PISTE A2///36X10HPARAMETRES/)
00172  104FORMAT(9X3HFH=F5.0,15X2HN=I5,13X2HM=I4)
00173  105FORMAT(9X3HDT=3PF6.2,3H MS8X3HTN=0PF6.2,11X3HTM=F5.2)
00174  106FORMAT(36X7HD.LIB.=I4//25X1HK13X3HTAU14X1HF/)
00175  107FORMAT(23XI4,10XF7.3,10XF6.2)
00176  110FORMAT(///30X18HCROSS CORRELATION I5//)
00177  111FORMAT(///31X15HSPECTRE CROISE I5//)
00178  112FORMAT(///32X10HDEPHASAGE I5//)
00179  113FORMAT(///32X10HCOHERENCE I5//)
00180  114FORMAT(//19X9HNAPPE/9X1H*F6.2,9X1H*F6.2,9X1H*F6.2,9X1H*F6.2//)
00181  115FORMAT(/2X3HNUM20X2H5.17X3H10.17X3H15./6X75(1H*))
00182  116FORMAT(1X15)
00183  117FORMAT(1H*80A1)
00184  118FORMAT(1X80A1)
00185  END
```

LY (I) tableau des N valeurs brutes du bloc LY (I)
SYL (J) tableau des M valeurs de densité spectrale

Calcul des M points de la partie droite de la fonction de cross-correlation :

$$CXY(J) = 1/(N - J + 1)\sum_{I=1}^{I=N-J+1}\left[LX(I) - XMO\right].\left[LY(I + J - 1) - YMO\right]$$

Calcul des M points de la partie gauche de la faction de cross-correlation :

$$CYX(J) = 1/(N - J + 1)\sum_{I=1}^{I=N-J+1}\left[LY(I) - YMO\right].\left[LX(I + J - 1) - XMO\right]$$

Mise à l'échelle des fonctions CXY (J) et CYX (J).

Calcul de la partie paire de la fonction de crosscorrelation
CCR (J) = (CXY (J) + CYX (J))/2.

Calcul de la partie impaire de la fonction de crosscorrelation
CCI (J) = (CXY (J) - CYX (J))/2.

Calcul des termes en cosinus de la transformée de Fourier de la fonction de crosscorrelation par appel du sous programme SPECAM (CCR, M, DT, 2, SCR).

Calcul des termes en sinus de la transformée de Fourier de la fonction de crosscorrelation par appel du sous programme SPECAM (CCI, M, DT, 1, SCI).

Calcul de l'amplitude de la densité spectrale croisée:

$$SXY(J) = \sqrt{SCR(J)^2 + SCI(J)^2}$$

Calcul du déphasage (phase de la densité spectrale croisée) :

$$PHI(J) = ARCTG\left[SCI(J)/SCR(J)\right]$$

Calcul de la cohérence :

$$COH(J) = SXY(J)/\sqrt{SXL(J) \cdot SYL(J)}$$

Edition de la fonction de crosscorrelation.

Edition sous forme semi logarithmique de la densité spectrale croisée.

Edition de la fonction déphasage.

Edition de la fonction cohérence.

Stockage sur le dérouleur 4 de la fonction cohérence.

Fin de l'itération.

Lecture des résultats stockés sur le dérouleur 4.

Edition de la nappe en 4 niveaux des B fonctions de cohérence.

## 7.9 - PROGRAMME ROVEVOQ LISTING P9.

Ce programme permet de calculer la moyenne et la dispersion de plusieurs signaux élémentaires, ainsi que la densité spectrale de puissance de la moyenne.

### 7.9.1 - Données du traitement

| | |
|---|---|
| ELX1 | numéro d'électrode |
| ELX2 | numéro d'électrode |
| PIX | numéro de la voie EEG |
| X50 | calibrage = (quantification 50 µv - quantification - 50 µv)/2 |
| FQ | cadence d'échantillonnage des signaux traités |
| NQ | nombre d'échantillons par signal élémentaire |
| H | facteur de réduction des données |
| B | nombre de signaux élémentaires traités |
| M | nombre de points de la réponse moyenne subissant l'analyse spectrale |
| NUM 1 | numéro du premier signal élémentaire |
| NUMB | numéro du signal élémentaire de rang B |
| NOM | nom du sujet |
| AGE | âge du sujet |
| SEX | sexe du sujet |
| DAT | date (jour, mois) de l'enregistrement |
| ANN | date (année) de l'enregistrement |
| SIT | conditions de l'enregistrement |

### 7.9.2 - Phases du traitement

Mise à zéro des tableaux POT (I) et ECT (I).

Itération sur B blocs de NQ valeurs du traitement suivant :

Lecture d'un bloc de NQ points par salves de 192.

Réduction des données par calcul de la moyenne arithmétique sur des groupes successifs de H points. Après réduction la cadence d'échantillonnage est ramenée à FQ/H et le nombre de données par bloc à N = NQ/H. Le tableau réduit est baptisé LX (I).

Stockage sur le dérouleur 4 des N valeurs LX (I).

Sommation de LX (I) au contenu du tableau POT (I).

$$POT(I) = POT(I) + LX(I)$$

Fin de l'itération.

Calcul de la réponse moyenne et mise à l'échelle.

$$POT(I) = POND.\ POT(I)/B$$

P9 1

```
00001  [C] MOYEYOO SUR 8 REPONSES A FQ
00002  [C] ACCUMULATION PAR M (3 OU 6) N=NQ/M  FM=FQ/M
00003  [C] MOYENNE ET ECART TYPE DES N POINTS DE LA REPONSE
00004  [C] SPECTRE DES M POINTS DE REPONSE M<N  (M-1)/F=1 OU 0.5
00005  DIMENSION IX(192),LX(256),POT(256),ECT(256),SPB(256),SPL(256)
00006  DIMENSION LIGNE(80)
00007  ENTIERXXX,BLANC,PLUS,AST,Z,B,M,Q,V,AU
00008  REFLNOM
00009  REWIND3
00010  REWIND4
00011  READ(22,50)ELX1,ELX2,PIX,X50
00012  READ(16,51)FQ,NQ,M,B,M,NUM1,NUMB,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,SIT
00013  BLANC=0
00014  PLUS=11
00015  AST=10
00016  AU=47
00017  PI=3.1416
00018  CT1=0.23
00019  CT2=0.46
00020  CT3=0.54
00021  N=NQ/M
00022  NP=NQ/192
00023  FM=FQ/M
00024  DT=1./FM
00025  TPOT=(N-1)*DT
00026  TSP=(M-1)*DT
00027  POND=50./X50/M
00028  PRINT101,B,NUM1,NUMB,NQ,FQ,M
00029  PRINT102
00030  PRINT103,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,ELX1,ELX2,PIX,SIT
00031  PRINT104,FM,N,M
00032  PRINT105,DT,TPOT,TSP
00033  [C]
00034  DO21I=1,N
00035  POT(I)=0.
00036  21ECT(I)=0.
00037  [C]
00038  [C] CALCUL REPONSE MOYENNE
00039  [C]
00040  DO22Z=1,B
00041  DO23P=1,NP
00042  READ(3)(IX(Q),Q=1,192)
00043  I=(P-1)*192/M
00044  DO23O=1,192,M
00045  I=I+1
00046  LX(I)=0
00047  DO23IM=1,M
00048  IQ=Q+IM-1
00049  23LX(I)=LX(I)+IX(Q)
00050  WRITE(4)(LX(I),I=1,N)
00051  DO24I=1,N
00052  24POT(I)=POT(I)+LX(I)
00053  22CONTINUE
00054  DO25I=1,N
00055  25POT(I)=POT(I)*POND/B
00056  REWIND3
00057  REWIND4
00058  [C]
00059  [C] CALCUL ECARTS TYPE
00060  [C]
00061  DO26Z=1,B
00062  READ(4)(LX(I),I=1,N)
00063  DO27I=1,N
00064  27ECT(I)=((LX(I)*POND-POT(I))**2+ECT(I)
00065  26CONTINUE
00066  DO28I=1,N
00067  28ECT(I)=SQRT(ECT(I)/B)
00068  REWIND4
00069  [C]
00070  [C] CALCUL SPECTRE M POINTS DE POT(I)
```

P9 2

```
00071  [C]
00072  POM=0.
00073  DO29I=1,M
00074  29POM=POM+POT(I)
00075  POM=POM/M
00076  F1=PI/(M-1)
00077  DO601K=1,M
00078  F2=(K-1)*F1
00079  ZOB=0.
00080  ZOC=0.
00081  DO602I=1,M
00082  VAL=POT(I)-POM
00083  IF(I.EQ.1)GOTO603
00084  IF(I.EQ.M)GOTO604
00085  ARG=(I-1)*F2
00086  ZOB=VAL*COS(ARG)+ZOB
00087  ZOC=VAL*SIN(ARG)+ZOC
00088  GOTO602
00089  603ZOB=VAL/2.+ZOB
00090  ZOC=ZOC
00091  GOTO602
00092  604ARG=(K-1)*PI
00093  ZOB=VAL*COS(ARG)/2.+ZOB
00094  ZOC=ZOC
00095  602CONTINUE
00096  601SPB(K)=2.*DT*(ZOB**2+ZOC**2)/M
00097  [C]
00098  [C] HAMMING DU SPECTRE
00099  [C]
00100  DOA05K=1,M
00101  SPL(K)=SPB(K)*CT3
00102  IF(K.EQ.1)GOTO606
00103  IF(K.EQ.M)GOTO607
00104  SPL(K)=SPL(K)+CT1*(SPL(K-1)+SPL(K+1))
00105  GOTOA05
00106  606SPL(K)=SPL(K)+CT2*SPL(K+1)
00107  GOTO605
00108  607SPL(K)=SPL(K)+CT2*SPL(K-1)
00109  605CONTINUE
00110  [C]
00111  [C] IMPRESSION
00112  [C]
00113  PRINT106
00114  DO20K=1,M
00115  TAU=(K-1)*DT
00116  F=(K-1)/2./(M-1)/DT
00117  A1=POT(K)+2.*ECT(K)
00118  A2=POT(K)-2.*ECT(K)
00119  20PRINT107,K,TAU,A1,POT(K),A2,F,SPL(K)
00120  [C]
00121  POTM=0.
00122  DO30I=1,N
00123  30POTM=POTM+POT(I)
00124  POTM=POTM/N
00125  POTAX=0.
00126  DO31I=1,N
00127  P1=POT(I)-POTM
00128  PP1=ABS(P1)
00129  31POTAX=AMAX1(PP1,POTAX)
00130  PRINT108,POTM
00131  DO32V=1,80
00132  32LIGNE(V)=BLANC
00133  DO33I=1,N
00134  LIGNE(43)=PLUS
00135  P1=POT(I)-POTM
00136  P2=P1+ECT(I)
00137  P3=P1-ECT(I)
00138  V=(P1/POTAX)*33.0+43.5
00139  LIGNE(V)=AU
00140  PRINT109,LIGNE
```

P9 3

```
00141  PP2=ABS(P2)
00142  PP3=ABS(P3)
00143  JV2=76
00144  JV1=10
00145  IF(PP2.LT.POTAX)JV2=(P2/POTAX)*33.0+43.5
00146  IF(PP3.LT.POTAX)JV1=(P3/POTAX)*33.0+43.5
00147  DO34V=JV1,JV2
00148  34LIGNE(V)=AST
00149  PRINT112,LIGNE
00150  PRINT110,POT(I),I
00151  DO37V=1,80
00152  37LIGNE(V)=BLANC
00153  33CONTINUE
00154  [C]
00155  PRINT111
00156  DO39V=1,80
00157  39LIGNE(V)=BLANC
00158  DO40K=1,M
00159  IF(K.EQ.1)GOTO41
00160  LIGNE(10)=PLUS
00161  GOTO42
00162  41DO43V=10,76
00163  43LIGNE(V)=PLUS
00164  42IF(SPL(K).GT.100..OR.SPL(K).LT.0.1)GOTO44
00165  V=(ALOG10(SPL(K)*10.)/4.)*66.0+10.5
00166  LIGNE(V)=AST
00167  GOTO45
00168  44LIGNE(10)=BLANC
00169  45PRINT109,LIGNE
00170  PRINT110,SPL(K),K
00171  DO46V=1,80
00172  46LIGNE(V)=BLANC
00173  40CONTINUE
00174  50FORMAT(3A2,F6.0)
00175  51FORMAT(F6.0,I5,I3,2I4,2I5,A6,A2,A1,A4,A2,A6)
00176  101FORMAT(10X11HROVEVOO SUR14,8H BLOCS (15,2H A15,5H ) DF15,4H FQ=F6.0,
00177  102FORMAT(6X65(1H=)///18X5HSUJET22X7HMONTAGE11X9HSITUATION//)
00178  103FORMAT(10XA6,2XA2,2XA1,2XA6,A2,8XA2,1XA2,8H  PISTE A2,8XAA///36X10H
00179  104FORMAT(9X3HFM=F5.0,14X2HN=I5,14X2HM=I5)
00180  105FORMAT(9X3HDT=3PF6.2,3H MS7X5HTPOT=3PF6.2,11X4HTSP=F6.2)
00181  10AFORMAT(////5X1HK9X3HTAU18X6HPOT(K)2X1HF7X6HSPL(K)//20X5H-2ECT19X5H+2ECT)
00182  107FORMAT(3X14,2XF6.2,2XF10.3,2XF10.3,2XF10.3,2XF7.2,2XF9.3)
00183  10AFORMAT(////6X26HPOTENTIEL MOYEN + OU - ECT9X17HLIGNE DE BASE A  F9.3,
00184  109FORMAT(1X80A1)
00185  110FORMAT(1H+F9.3,67X1H)
00186  111FORMAT(////26X30HDENSITE SPECTRALE DU POTENTIEL//9X3H0.119X2H1.19X3H
00187  112FORMAT(1H+80A1)
00188  END
```

Itération sur B blocs réduits de N valeurs du traitement suivant :

Lecture sur le dérouleur 4 d'un bloc réduit de N valeurs.

Sommation des carrés des écarts par rapport à la moyenne au contenu du tableau ECT (I).

$$ECT(I) = ECT(I) + \left[POND \cdot LX(I) - POT(I)\right]^2$$

Fin de l'itération.

Calcul du tableau des écarts types.

$$ECT(I) = \sqrt{ECT(I)}/B$$

Calcul de la valeur moyenne POM des M premières valeurs du tableau POT (I) :

$$POM = 1/M \sum_{I=1}^{I=M} POT(I)$$

Itération sur M valeurs de l'indice K du traitement suivant :

Calcul du terme réel ZOB de la transformée de Fourier de la série POT (I).

$$ZOB = POT(1)-POM+\left[POT(M)-POM\right]\cos(K-1)\pi/2 + \sum_{I=2}^{I=M-1}\left[POT(I)-POM\right]\cos\left[\pi(I-1)(K-1)/(M-1)\right]$$

Calcul du terme imaginaire ZOC de la transformée de Fourier de la série POT (I).

$$ZOC = \sum_{I=2}^{I=M-1}\left[POT(I)-POM\right]\sin\left[\pi(I-1)(K-1)/(M-1)\right]$$

Calcul de la densité spectrale brute.

$$SPB(K) = (2/FQ/H) \cdot (ZOB^2 + ZOC^2)$$

Fin de l'itération.

Itération sur M valeurs de l'indice K du traitement suivant (Correction de HAMMING) :

Si K = 1 calcul de :

$$SPL(1) = 0.54\ SPB(1) + 0.46\ SPB(2)$$

Si K = M calcul de :

$$SPL(M) = 0.54\ SPB(M) + 0.46\ SPB(M-1)$$

Pour $2 \leqslant K \leqslant M-1$ calcul de :

$$SPL(K) = 0.23\ SPB(K-1) + 0.54\ SPB(K) + 0.23\ SPB(K+1)$$

Fin de l'itération.

Impression graphique des 3 fonctions POT (I), POT (I) + ECT (I) et POT (I) - ECT (I).

Impression graphique sous forme logarithmique de la fonction $PL (K).

## 7.10 - PROGRAMME SPIRITROVE LISTING P.10

Ce programme permet de calculer la fonction d'autocorrelation, puis la densité spectrale, d'un échantillon de durée quelconque.

Le programme SPECTROVE présentait en effet l'inconvénient de ne pouvoir traiter que des échantillons de durée limitée ; l'organisation de ce programme est telle que l'unité centrale contient en permanence le tableau LX (I) de N valeurs et le tableau ACX (J) de M valeurs.

Le programme SPIRITROVE permet lui de traiter des échantillons LX (I) d'une longueur quelconque. Pour ce faire l'échantillon LX (I) est divisé en B segments de N valeurs chacun. Ce segments permettent de mettre à jour au début de chaque itération les N dernières valeurs d'un tableau d'une capacité globale de N + M valeurs à l'intérieur duquel on calcule ACX (J) sous la forme :

$$ACX(J) = \sum_{I=M-J+1}^{I=M+N-J} X(I) \cdot X(I + J - 1)$$

soit aux limites

$$ACX(1) = \sum_{I=M}^{I=M+N-1} X(I)^2$$

$$ACX(M) = \sum_{I-1}^{I=N} X(I) \cdot X(I + M - 1)$$

A la fin de chaque itération il suffit d'effacer les N premières valeurs du tableau, de garder les valeurs indicées de N + 1 à N + M - 1 en effectuant le changement d'indice I = I - N, et d'introduire un nouveau bloc LX (I) de N valeurs qui viendra occuper les positions indicées de M à M + N - 1.

La fonction ACX (J) est obtenue en effectuant la somme des séries ACX (J) obtenues à chaque itération.

### 7.10.1 - Données du traitement

ELX1 numéro d'électrode
ELX2 numéro d'électrode
PIX numéro de la voie EEG
X50 calibrage : (quantification 50 µv - quantification - 50 µv)/2
NUM numéro origine du signal traité
B nombre de blocs de NQ points traités en séquence
H facteur de réduction des données
KSI mode de réduction des données
KSI = 1 filtrage par moyenne pondérée sur H points
KSI = 2 filtrage par moyenne non pondérée sur H points
KSI = 3 maintien d'un point sur H
M nombre de points de la fonction de correlation

P10 1

```
      C(C)SPIKITROV1 GRANDE LONGUEUR
      C(C)SPECTRE D'UN ECHANTILLON D'UNE LONGUEUR DE 8 BLOCS DE NQ A FQ
      C(C)KSI=1 FILTRAGE PAR GROUPES DE M(3,6,9U12) (C)NB MULTIPLE DE 192
      C(C)KSI=2 MOYENNE PAR GROUPES DE M(2,3,4,6,8,12 OU 24)
      C(C)KSI=31 DONNEE SUR M(2,3,4,6,8,12 OU 24)
      C(C)N=NQ/M,FM=FQ/M,M<N,(M*N)<3072,M<376
      DIMENSION IX(192),LX(1280),ACX(251),SX(251),SXL(251),LISS(12),LIGNE(88)
      REELNOM
      REWIND3
      REWIND4
      READ(22,50)ELX1,ELX2,PIX,X50,NUM,B,M,KSI,M
      READ(16,51)FQ,NQ,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,SIT
      N=NQ/M
      FM=FQ/M
      DT=1./FM
      NT=8*N
      TN=(NT-1)*DT
      TM=(M-1)*DT
      NP=NQ/192
      XK=50./X50
      DEG=2*(TN-(TM/3.))/TM
      LIB=1+INT(DEG)
      IF(KSI.EQ.3)POND=XK
      IF(KSI.EQ.2)POND=XK/M
      BLANC=0
      PLUS=11
      AST=10
      IF(KSI.NE.1)GOTO19
      LISS(1)=1
      LISS(2)=2
      IF(KSI.EQ.1.AND.M.EQ.3)GOTO16
      IF(KSI.EQ.1.AND.M.EQ.6)GOTO17
      IF(KSI.EQ.1.AND.M.EQ.12)GOTO18
   16 LISS(3)=1
      POND=XK/4.
      GOTO19
   17 LISS(3)=3
      LISS(4)=2
      LISS(5)=2
      LISS(6)=1
      POND=XK/12.
      GOTO19
   18 LISS(3)=3
      LISS(4)=4
      LISS(5)=5
      LISS(6)=6
      LISS(7)=6
      LISS(8)=5
      LISS(9)=4
      LISS(10)=3
      LISS(11)=2
      LISS(12)=1
      POND=XK/42.
   19 CONTINUE
      PRINT101,NUM,B,NQ,FQ,M
      PRINT102
      PRINT103,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,ELX1,ELX2,PIX,SIT
      PRINT104,FM,NT,M
      PRINT105,DT,TN,TM
      PRINT106,LIB
      DO20K=1,M
      F=(K-1)/2./(M-1)/DT
      TAU=(K-1)*DT
   20 PRINT107,K,TAU,F
      C(C)LECTURE DES B*NQ VALEURS EN SALVES DE 192(URM3)
      C(C)REDUCTION PAR M.CALCUL DE XMO.STOCKAGE DES DONNEES REDUITES SUR U8M4
      C(C)
      XMO=0.
      DO22Z=1,B
      DO23P=1,NP
```

P10 2

```
      READ(3)(IX(Q),Q=1,192)
      I=(P-1)*192/M
      DO23Q=1,192,M
      I=I+1
      IF(KSI.EQ.1.OR.KSI.EQ.2)GOTO24
      LX(I)=IX(Q)
      GOTO23
   24 LX(I)=0
      DO25IM=1,M
      IQ=Q+IM-1
      IF(KSI.EQ.1)LX(I)=(LISS(IM)*IX(IQ))*LX(I)
      IF(KSI.EQ.2)LX(I)=IX(IQ)+LX(I)
   25 CONTINUE
   23 CONTINUE
      WRITE(4)(LX(I),I=1,M)
      VMO=0.
      DO26I=1,N
   26 VMO=VMO+LX(I)
      XMO=(VMO/N)+XMO
   22 CONTINUE
      XMO=XMO/M
      XMOK=XMO*POND
      REWIND3
      REWIND4
      C(C)
      C(C)CALCUL ACX A PARTIR DES B*N VALEURS STOCKEES SUR U8M4
      C(C)INTRODUCTION DES DONNEES PAR SALVES DE N DANS TABLEAU DE DIMENSION
                                                              N*M
      C(C)
      DO27J=1,M
   27 ACX(J)=0.
      M1=M-1
      NF=N*M-1
      DO28I=1,M1
   28 LX(I)=0
      DO29Z=1,B
      READ(4)(LX(I),I=M,NF)
      DO30J=1,M
      AC=0.
      ID=M-J+1
      IF=M*N-J
      L=M
      DO31I=ID,IF
      AC=LX(I)*LX(L)+AC
   31 L=L+1
   30 ACX(J)=ACX(J)+AC
      DO29IM=1,M1
   29 I=I+N
      DO32J=1,M
      NB=N*N-J+1
   32 ACX(J)=((ACX(J)/NB)-XMO**2)*(POND**2)
      C(C)
      C(C)CALCUL DU SPECTRE
      C(C)
      PI=3.1416
      F1=PI/(M-1)
      DO401K=1,M
      F2=(K-1)*F1
      ZO=0.
      DO402J=1,M
      IF(J.EQ.1)GOTO403
      IF(J.EQ.M)GOTO404
      ANG=(J-1)*F2
      ZO=ACX(J)*COS(ANG)+ZO
      GOTO402
  403 ZO=ACX(J)/2.+ZO
      GOTO402
  404 ANG=(K-1)*PI
      ZO=(ACX(J)*COS(ANG))/2.+ZO
  402 CONTINUE
```

P10 3

```
      601SX(K)=4.*DT*ZO
      C(C)
      C(C)LISSAGE HAMMING DU SPECTRE
      C(C)
      CT1=0.23
      CT2=0.46
      CT3=0.54
      DO605K=1,M
      SXL(K)=SX(K)*CT3
      IF(K.EQ.1)GOTO606
      IF(K.EQ.M)GOTO607
      SXL(K)=(SX(K+1)+SX(K-1))*CT1+SXL(K)
      GOTO605
  606 SXL(K)=SX(K+1)*CT2+SXL(K)
      GOTO605
  607 SXL(K)=SX(K-1)*CT2+SXL(K)
  605 CONTINUE
      C(C)
      C(C)COURBE ACX(J),CENTREE EN LIGNE 43,1 ECHELLE LINEAIRE
      C(C)
      ACM=0.
      DO706J=1,M
      ACC=ABS(ACX(J))
  706 ACM=AMAX1(ACC,ACM)
      PRINT108,XMOK,ACX(1)
      DO708V=1,80
  708 LIGNE(V)=BLANC
      DO701J=1,M
      IF(J.EQ.1)GOTO702
      LIGNE(43)=PLUS
      GOTO703
  702 DO704V=10,76
  704 LIGNE(V)=PLUS
  703 V=(ACX(J)/ACM)*33.0+43.5
      LIGNE(V)=AST
      PRINT170,LIGNE
      PRINT171,ACX(J),J
      DO705V=1,80
  705 LIGNE(V)=BLANC
  701 CONTINUE
      C(C)
      C(C)COURBE SXL(K),REFERENCE LIGNE 10,1 ECHELLE LOG 10.3 MODULE.
      C(C)
      PRINT109
      DO800V=1,80
  800 LIGNE(V)=BLANC
      DO801K=1,M
      IF(K.EQ.1.)GOTO802
      LIGNE(10)=PLUS
      GOTO803
  802 DO804V=10,76
  804 LIGNE(V)=PLUS
  803 IF(SXL(K).LT.0.1.OR.SXL(K).GT.100.)GOTO805
      V=(ALOG10(SXL(K)*10.)/3.)*66.0+10.5
      LIGNE(V)=AST
      GOTO806
  805 LIGNE(10)=BLANC
  806 PRINT170,LIGNE
      PRINT171,SXL(K),K
      DO807V=1,80
  807 LIGNE(V)=BLANC
  801 CONTINUE
  101 FORMAT(10X3HNUM15,11H  SPIKITROV14,9H BLOCS DE15,12H MESURES FQ=F9.0,3 HZ,M=13)
  102 FORMAT(8X64(1H*)///10X5HSUGET22X7HMONTAGE11X9HSITUATION/)
  103 FORMAT(10XA6,2XA2,2XA1,2XA6,A2,8XA2,1XA2,8H  PISTE A2,8XA6///30X10HPARAMETRES/)
  104 FORMAT(9X3HFM=F5.0,13X3HNT=I6,9X2HM=I4)
  105 FORMAT(9X3HDT=3PF6.2,3H MS9X3HTN=0PF8.2,6X3HTM=F6.2)
  106 FORMAT(36X7HD,LIB,=I0//25X1HK13X3HTAU14X1HF/)
  107 FORMAT(23X14,10XF7.3,8XF8.2)
  108 FORMAT(///12X6HACX(J)12X9HXMO=F9.3,12X6HPMX=F9.3///)
```

P10 4

```
  109 FORMAT(///36X6HSXL(K)//9X3H0.119X2H1.19X3H10.18X4H100.)
  170 FORMAT(1X80A1)
  171 FORMAT(1H+F9.3,62X,I4)
  601 FORMAT(3A2,F6.0,I5,I4,I3,I2,I4)
  602 FORMAT(F5.0,I7,A6,A2,A1,A6,A2,A6)
      END
```

| | |
|---|---|
| FQ | cadence d'échantillonnage |
| NQ | nombre d'échantillons par bloc avant réduction |
| NOM | nom du sujet |
| AGE | âge du sujet |
| SEX | sexe du sujet |
| DAT | date (jour, mois) de l'enregistrement |
| ANN | date (année) de l'enregistrement |
| SIT | conditions de l'enregistrement |

7.10.2 - Phases du traitement

Introduction des données.

Lecture de B blocs de NQ points par salves de 192.

Réduction des données. Après réduction la cadence d'échantillonnage est ramenée à FQ/H et le nombre de données par bloc à N = NQ/H.

Stockage des B blocs réduits de N valeurs sur dérouleur 4.

Calcul de la valeur moyenne brute XMO des B.N valeurs.

Mise à zéro d'une zone ACX (J) de M positions.

Mise à zéro de l'indice 1 à l'indice M - 1 d'une zone LX (I) de N + M positions.

Itération sur B blocs LX (I) de N valeurs du traitement suivant :

Lecture sur le dérouleur 4 d'un bloc LX (I) de N valeurs. Rangement de ce bloc dans la zone LX (I) de l'indice M à l'indice M + N - 1.

Calcul à partir des N valeurs contenues dans la zone LX (I) de ACX (J).

$$ACX(J) = ACX(J) + \sum_{I=M-J+1}^{I=M+N-J} LX(I) \cdot LX(I+J-1)$$

Mise à jour de la zone LX (I) : LX (I - N) = LX (I)

Fin de l'itération.

Calcul de ACX (J) = ACX (J)/(B.N - J + 1)

Centrage et mise à l'échelle de ACX (J)

Calcul de la transformée de Fourier de ACX (J) :

$$SX(K)=4/FQ/H\left\{\left[ACX(1)+ACX(M)\cos(K-1)\pi\right]/2+\sum_{J=2}^{J=M-1} ACX(J)\cos\left[\pi(J-1)(K-1)/(M-1)\right]\right\}$$

Correction de Hamming de SX (K) :

SXL (1) = 0.54 SX (1) + 0.46 SX (2) pour K = 1

SXL (M) = 0.54 SX (M) + 0.46 SX (M-1) pour K = M

SXL (K) = 0.23 SX (K-1) + 0.54 SX (K) + 0.23 SX (K+1) pour $2 \leqslant K \leqslant M-1$

Edition graphique de ACX (J).

Edition graphique de SXL (K) sous forme semi-logarithmique.

## 7.11 - PROGRAMME ROVEGHOST LISTING P.11

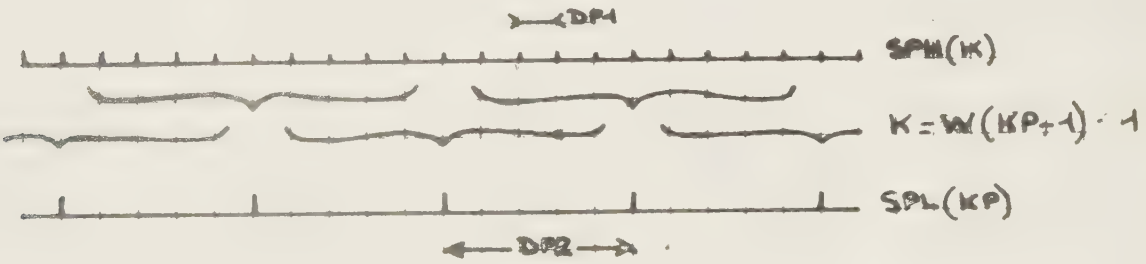
Le programme ROVEGHOST permet de calculer par une méthode directe la densité spectrale de puissance d'une série LX (I) de M échantillons d'une durée globale égale à TM.

Dans un premier temps ce programme effectue la transformée de Fourier de cette série ce qui permet d'obtenir un périodogramme (voir paragraphe 5.8.2) SPB (K) de M valeurs. L'écart de fréquence séparant deux valeurs successives du périodogramme est égal à DF1 = 1/2 TM.

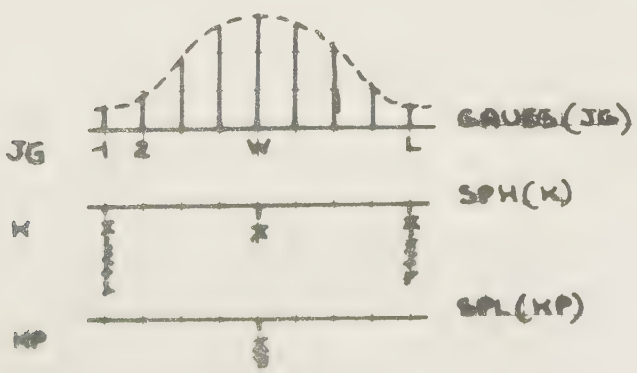
On applique ensuite une correction de Hamming au périodogramme, ce qui permet d'obtenir un périodogramme corrigé SPH (K) de M valeurs.

A partir de cette série SPH (K) de M valeurs on calcule une une nouvelle série SPL (KP) de KPM valeurs (avec KPM = (M - 1)/(W - 1). L'écart de fréquence séparant deux valeurs successives de la série SPL (KP) est égal à DF2 = W. DF1, et chaque terme de cette série est le résultat d'une pondération gaussienne GAUSS (JG) portant sur L termes successifs (avec L = 2 W - 1) de la série SPH (K).

La relation existant entre les séries SPH (K) et SPL (KP) peut s'expliciter selon le graphe suivant :




Quant à la pondération gaussienne des L termes successifs de la série SPH (K) elle correspond à l'algorithme suivant :



PM 1

```
00001  (C) ROYLGHOST FOURIER DIRECT
00002  (C) LECTURE (UBM3) DE NQ MESURES EN SALVES DE 192
00003  (C) REDUCTION DES DONNEES ET LISSAGE PAR M=3,6 OU 12
00004  (C) N=NQ/M  FM=FQ/M  M<N
00005  (C) M COMPOSANTES SIN ET COS SEPAREES DE DF1=1/2TM
00006  (C) M DENSITES SPECTRALES CORRIGEES HAMMING SEPAREES DE DF1
00007  (C) PONDERATION GAUSS SUR L DENSITES SUCCESSIVES DONNANT DES
00008  (C)DENSITES LISSEES SEPAREES DE DF2=W*DF1
00009  (C)W IMPAIR=3A21,L=2*W-1
00010  DIMENSION IX(192),LX(1410)
00011  DIMENSION SPB(43),SPL(250)
00012  DIMENSIONGAUSS(41),LISS(12),LIGNE(80)
00013  ENTIERM,P,Q,V,BLANC,PLUS,AST,W
00014  REELNOM
00015  REWIND3
00016  READ(22,50)ELX1,ELX2,PIX,X50
00017  READ(1A,51)FQ,NQ,M,W,NUM,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,SIT
00018  (C)
00019  (C) COEFF FILTRAGE SIGNAL
00020  (C)
00021  XK=50./X50
00022  LISS(1)=1
00023  LISS(2)=2
00024  IF(M.EQ.3)GOTO16
00025  IF(M.EQ.6)GUTO17
00026  IF(M.EQ.12)GOTO1A
00027  16LISS(3)=1
00028  POND=XK/4.
00029  GOTO19
00030  17LISS(3)=3
00031  LISS(4)=3
00032  LISS(5)=2
00033  LISS(6)=1
00034  POND=XK/12.
00035  GOTO19
00036  18LISS(3)=3
00037  LISS(4)=4
00038  LISS(5)=5
00039  LISS(6)=6
00040  LISS(7)=6
00041  LISS(8)=5
00042  LISS(9)=4
00043  LISS(10)=3
00044  LISS(11)=2
00045  LISS(12)=1
00046  POND=XK/42.
00047  19CONTINUE
00048  (C)
00049  (C) COEFF PONDERATION GAUSS SUR L RAIES
00050  (C)
00051  L=2*W-1
00052  PI=3.1416
00053  L1=L-1
00054  L2=L-2
00055  IF(L.EQ.5)VM=1.23
00056  IF(L.EQ.9)VM=1.76
00057  IF(L.EQ.13)VM=2.05
00058  IF(L.EQ.17)VM=2.25
00059  IF(L.EQ.21)VM=2.4
00060  IF(L.EQ.25)VM=2.52
00061  IF(L.EQ.29)VM=2.63
00062  IF(L.EQ.33)VM=2.71
00063  IF(L.EQ.37)VM=2.79
00064  IF(L.EQ.41)VM=2.85
00065  CLAS=(2.*VM)/L2
00066  CLASH=CLAS/10.
00067  VMIN=-VM
00068  RPI=SQRT(2.*PI)
00069  DO201JG=2,L1
00070  CLASD=((JG-2)*CLAS)-VMI
00071  GAUSS(JG)=0.
00072  DO202JC=1,11
00073  CLASJ=((JC-1)*CLASH)+CLASD
00074  Z2=(CLASJ**2)/2.
00075  GAG=1./RPI/EXP(Z2)
00076  IF(JC.EQ.1.OR.JC.EQ.11)GAG=GAG/2.
00077  202GAUSS(JG)=GAUSS(JG)+GAG
00078  201GAUSS(JG)=GAUSS(JG)*CLASH
00079  SGAU=0.
00080  DO203JG=2,L1
00081  203SGAU=SGAU+GAUSS(JG)
00082  GAUSS(1)=(1.-SGAU)/2.
00083  GAUSS(L)=GAUSS(1)
00084  (C)
00085  N=NQ/M
00086  FM=FQ/M
00087  DT=1./FM
00088  M1=M-1
00089  TM=M1*DT
00090  DF1=1./(2.*TM)
00091  DF2=W*DF1
00092  KPM=(M1/W)-1
00093  LG=L+1
00094  LM=L+2
00095  L3=L+3/2
00096  LM=LG/2
00097  F1=PI/M1
00098  NP=NQ/192
00099  BLANC=0
00100  PLUS=11
00101  AST=10
00102  (C)
00103  PRINT101,TM
00104  PRINT102
00105  PRINT103,NOM,AGE,SEX,DAT,ANN,ELX1,ELX2,PIX,SIT
00106  PRINT104,NUM,NQ,FQ,M
00107  PRINT105,N,FM
00108  PRINT106,M,DF1,W
00109  PRINT107,KPM,DF2,L
00110  DO20JG=1,L
00111  20PRINT108,JG,GAUSS(JG)
00112  PRINT109
00113  DUA12KP=1,KPM
00114  F=(W*(KP-1))/2./M1/DT
00115  612PRINT110,KP,F
00116  (C)
00117  (C) LECTURE DONNEES PAR 192 REDUCTION PAR M
00118  (C)
00119  DO23P=1,NP
00120  READ(3)(IX(Q),Q=1,192)
00121  I=(P-1)*192/M
00122  DO230=1,192,M
00123  I=I+1
00124  LX(I)=0
00125  DO23IM=1,M
00126  IQ=Q+IM-1
00127  23LX(I)=(LISS(IM)*IX(IQ))+LX(I)
00128  (C)
00129  XMO=0.
00130  DO24I=1,M
00131  24XMO=XMO+LX(I)
00132  XMO=XMO/M
00133  REWIND3
00134  (C)
00135  (C)POUR CHAQUE VALEUR DE KP
00136  (C)TABLEAU SPB(J) DE L+2 RAIES INITIALES
00137  (C) MIS A JOUR PAR CALCUL DE L+1/2 NOUVELLES RAIES
00138  (C)
00139  DO25J=1,LM
00140  25SPB(J)=0.
```

PM 2

```
00141  PRINT111
00142  DOR00V=1,80
00143  800LIGNE(V)=BLANC
00144  (C)
00145  (C)DO26KP=1,KPM
00146  (C)
00147  (C)DECALAGE TABLEAU INITIAL
00148  DO27J=1,L3
00149  JA=J+L3-1
00150  27SPB(J)=SPB(JA)
00151  (C)
00152  (C)CALCUL DES NOUVELLES RAIES
00153  KM=W*(KP-1)+1
00154  DO601KL=1,LM
00155  K=KM+KL
00156  J=L+L3
00157  F2=(K-1)*F1
00158  Z08=0.
00159  Z0C=0.
00160  DO602I=1,M
00161  VAL=(LX(I)-XMO)
00162  ARG=(I-1)*F2
00163  Z0R=VAL*COS(ARG)+Z08
00164  602Z0C=VAL*SIN(ARG)+Z0C
00165  601SPB(J)=DT*(Z0R**2+Z0C**2)/M
00166  (C)
00167  (C) HAMMING PONDERATION GAUSS DES L RAIES
00168  (C)
00169  JG=1
00170  SP=0.
00171  DO500J=2,LG
00172  SPH=0.94*SPB(J)+0.23*(SPB(J-1)+SPB(J+1))
00173  SP=(SPH*GAUSS(JG))+SP
00174  500JG=JG+1
00175  SPL(KP)=2.*SP
00176  IF(KP.EQ.1)GOTO802
00177  LIGNE(10)=PLUS
00178  GOTOR03
00179  802DO804V=10,7A
00180  A04LIGNE(V)=PLUS
00181  803IF(SPL(KP).LT.0.1.OR.SPL(KP).GT.100.)GOTOR05
00182  V=(ALOG10(SPL(KP)*10.)/3.)*66.0+10.5
00183  LIGNE(V)=AST
00184  GOTOR06
00185  R05LIGNE(10)=BLANC
00186  R06PRINT170,LIGNE
00187  PRINT171,SPL(KP),KP
00188  DO807V=1,80
00189  R07LIGNE(V)=BLANC
00190  26CONTINUE
00191  (C)
00192  (C)
00193  101FORMAT(79X13HROYEGHOST SURF6.2,5H SEC./28X26(1H*)///)
00194  102FORMAT(18X5HSUJET22X7HMONTAGE11X9HSITUATION/)
00195  103FORMAT(10XA6,2XA2,2XA1,2XA6,A2,8XA2,1XA7,AH  PISTE A2,8XA6///30X10H
00196  104FORMAT(10X8HORIGINE:I5,10X3HNO=I6,8X3HFO=F5.0,8X2HM=I3)  Parametres/)
00197  105FORMAT(33X4HN = I5,9X3HF=F5.0)
00198  106FORMAT(20X15,16H RAIES HAMMING AF7.4,3H HZ7X2H=I3)
00199  107FORMAT(20X15,16H RAIES LISSEES AF7.4,3H HZ7X2HL=I3//30X2HJG10X5HGAUSS)
00200  108FORMAT(29X13,9XF6.3)
00201  109FORMAT(///17X1HK18X1HF)
00202  110FORMAT(15X14,14XF7.2)
00203  111FORMAT(///36X3HSXL//9X3H0.119X2H1.19X3H10.18X4H100.)
00204  170FORMAT(1X80A1)
00205  171FORMAT(1H+F9.3,67X14)
00206  50FORMAT(3A2,F6.0)
00207  51FORMAT(F5.0,I7,I3,I4,I3,I9,A6,A2,A1,A6,A2,A6)
00208  END
```

PM 3

$$SPL\ (KP) = \sum_{JG=1}^{JG=L} SPH\ (K - W + JG)\ .\ GAUSS\ (JG)$$

avec $K = W\ (KP - 1) + 1$

Dans la réalité le programme ROVEGHOST ne calcule pas directement le tableau SPB (K) de M valeurs. Pour chaque valeur successive de l'indice KG on ne calcule que les (L + 2) composantes SPB (K) du périodogramme nécessaires au calcul des L composantes SPH (K) qui permettent elles-même de déterminer la valeur SPL (KP).

## 7.12 - PROGRAMME P.12

Ce programme qui utilise les algorithmes développés aux paragraphes 5.10.3 et 5.11 a permis de déterminer les abaques TO2 de limites de confiance des estimations de cohérence et de déphasage.

## 7.13 - PROGRAMME P.13

Ce programme a permis de déterminer la forme des fenêtres caractéristiques des méthodes indirectes et directes de calcul de la densité spectrale.

L'abaque TO3 résume les résultats relatifs aux fenêtres naturelles, de Bartlett, de Hanning et de Hamming.

L'abaque TO4 a permis de tracer les fenêtres spectrales utilisées dans le programme ROVEGHOST.

P13 1

```
00001  [C] CALCUL DES FENETRES SPECTRALES
00002  [C]
00003  DIMENSION GAUSS(21),POND(23),VM(9)
00004  [C]
00005  [C] FENETRES DE TEMPS HANNING [D2],ET HAMMING [D3]
00006  [C]
00007  PI=3.1416
00008  PRINT110
00009  DO28J=1,11
00010  Y=(J-1)*0.1
00011  A=PI*Y
00012  B=COS(A)
00013  D2=0.5*(1.+B)
00014  D3=0.54+0.46*B
00015  28PRINT111,Y,D2,D3
00016  [C]
00017  [C] FENETRES FREQUENCE Q0,Q1,Q2,Q3
00018  [C]
00019  PRINT112
00020  PRINT113
00021  DO29J=1,31
00022  X=(J-1)*0.1
00023  A=2.*PI*X
00024  A1=2.*PI*(X+0.5)
00025  A2=2.*PI*(X-0.5)
00026  A=PI*X
00027  Q0=(2.*SIN(A))/A
00028  Q1=(SIN(B)/B)**2
00029  QA1=(2.*SIN(A1))/A1
00030  QA2=(2.*SIN(A2))/A2
00031  Q2=0.5*Q0+0.25*(QA1+QA2)
00032  Q3=0.54*Q0+0.23*(QA1+QA2)
00033  29PRINT114,X,Q0,Q1,Q2,Q3
00034  [C]
00035  [C] PONDERATION LONGITUDINALE GAUSS DE L RAIES HAMMING
00036  [C] REFERENCE ROVEGHOST
00037  [C]
00038  VM(1)=1.23
00039  VM(2)=1.54
00040  VM(3)=1.76
00041  VM(4)=1.92
00042  VM(5)=2.05
00043  VM(6)=2.16
00044  VM(7)=2.25
00045  VM(8)=2.33
00046  VM(9)=2.4
00047  DO30J=1,9
00048  L=5*(J-1)+2
00049  L1=L-1
00050  L2=L-2
00051  LA=L+1
00052  LB=L+2
00053  PRINT115,L
00054  PRINT116,LB
00055  PRINT117
00056  CLAS=(2.*VM(J))/L2
00057  CLASH=CLAS/10.
00058  VMIN=-VM(J)
00059  RPI=SQRT(2.*PI)
00060  DO201M=2,L1
00061  CLASD=((M-2)*CLAS)+VMIN
00062  GAUSS(M)=0.
00063  DO202M=1,11
00064  CLASJ=((M-1)*CLASH)+CLASD
00065  ZZ=(CLASJ**2)/2.
00066  GAG=1./RPI/EXP(ZZ)
00067  IF(M.EQ.1.OR.M.EQ.11.GAG=GAG/2.
00068  202GAUSS(M)=GAUSS(M)+GAG
00069  301GAUSS(M)=GAUSS(M)+CLASH
```

P13 2

```
00070  SGAU=0.
00071  DO203M=2,L1
00072  203SGAU=SGAU+GAUSS(M)
00073  GAUSS(1)=(1.-SGAU)/2.
00074  GAUSS(L)=GAUSS(1)
00075  POND(1)=0.23*GAUSS(1)
00076  POND(2)=0.23*GAUSS(2)+0.46*GAUSS(1)
00077  POND(LA)=0.23*GAUSS(L-1)+0.46*GAUSS(L)
00078  POND(LB)=0.23*GAUSS(L)
00079  DO31I=3,L
00080  31POND(I)=0.23*(GAUSS(I)+GAUSS(I-2))+0.46*GAUSS(I-1)
00081  PRINT118,POND(1)
00082  DO32I=2,LA
00083  K=I-1
00084  32PRINT119,I,POND(I),K,GAUSS(K)
00085  PRINT120,LB,POND(LB)
00086  30CONTINUE
00087  110FORMAT(//5X4HT/TM40X2HD214X2HD3/)
00088  111FORMAT(5XF4.1,36XE12.5,4XE12.5)
00089  112FORMAT(///31X8HBARTLETTRX7HHANNING9X7HHAMMING)
00090  113FORMAT(5X4HF*TMRX5HQO/TM11X5HQ1/TM11X5HQ2/TM11X5HQ3/TM/)
00091  114FORMAT(5XF4.1,4XE12.5,4XE12.5,4XE12.5,4XE12.5)
00092  115FORMAT(///19X25HNOYENNE PONDEREE GAUSS DE13,14H RAIES HAMMING)
00093  116FORMAT(21X11HA PARTIR DE13,24H RAIES ESPACEES DE 1/2TM)
00094  117FORMAT(13X1HI12X7HPOND(I)15X1HJ12X8HGAUSS(J)/)
00095  118FORMAT(13X1H110XE12.5)
00096  119FORMAT(11X13,10XE12.5,10X13,10XE12.5)
00097  120FORMAT(11X13,10XE12.5)
00098  END
```

P12 1

```
00001  [C]CROSSPOVE LIMITES DE CONFIANCE DE COHERENCE ET DEPHASAGE
00002  [C]REFERENCE BENDAT ET PIERSOL 1966
00003  [C]          MEASUREMENT AND ANALYSIS OF RANDOM DATA 212/215
00004  DIMENSION COH(9),COH2(9),QF(9),RF(9)
00005  DIMENSION LIB(12),CONF(3),GAS(3)
00006  DIMENSION CMIN(9),CMAX(9),EPS(9)
00007  DO22I=1,9
00008  COH(I)=0.5+(0.05*I)
00009  COH2(I)=(COH(I))**2
00010  A1=(1+COH(I))/(1-COH(I))
00011  A2=ALOG(A1)
00012  QF(I)=A2/2.
00013  A3=(1-COH2(I))/COH2(I)
00014  22RF(I)=SQRT(A3)
00015  DO23J=1,5
00016  23LIB(J)=5.*(1+J)
00017  DO24J=6,12
00018  24LIB(J)=40+(10*(J-6))
00019  CONF(1)=0.9
00020  CONF(2)=0.8
00021  CONF(3)=0.6
00022  GAS(1)=1.645
00023  GAS(2)=1.282
00024  GAS(3)=0.842
00025  DEG=180./3.1416
00026  DO30K=1,3
00027  DO30J=1,12
00028  B1=1./(LIB(J)-2)
00029  B2=SQRT(B1)
00030  B3=B1+(B2*GAS(K))
00031  B4=B1-(B2*GAS(K))
00032  B5=-2./LIB(J)
00033  B6=1.-CONF(K)
00034  B7=B6**B5
00035  B8=B7-1.
00036  B9=SQRT(B8)
00037  DO31I=1,9
00038  C1=QF(I)-B3
00039  C2=QF(I)-B4
00040  CMIN(I)=TANH(C1)
00041  CMAX(I)=TANH(C2)
00042  C3=B9*RF(I)
00043  C4=ASIN(C3)
00044  C5=C4*DEG
00045  EPS(I)=ABS(C5)
00046  31CONTINUE
00047  PRINT51,CONF(K)
00048  PRINT52,LIB(J)
00049  PRINT53
00050  DO32I=1,9
00051  32PRINT54,COH(I),CMIN(I),CMAX(I),EPS(I)
00052  30CONTINUE
00053  51FORMAT(1H1124X10HNIVEAU DE CONFIANCE3XF5.2)
00054  52FORMAT(27X17HDEGRES DE LIBERTE3XI4///)
00055  53FORMAT(8X12HCOH.CALCULEE8XHMCOH.MIN.8XHMCOH.MAX.8X12HEPS.(DEGRES)/)
00056  54FORMAT(9XF5.2,14XF6.3,10XF6.3,10XF7.2)
00057  END
```

# 8 MATERIELS UTILISES

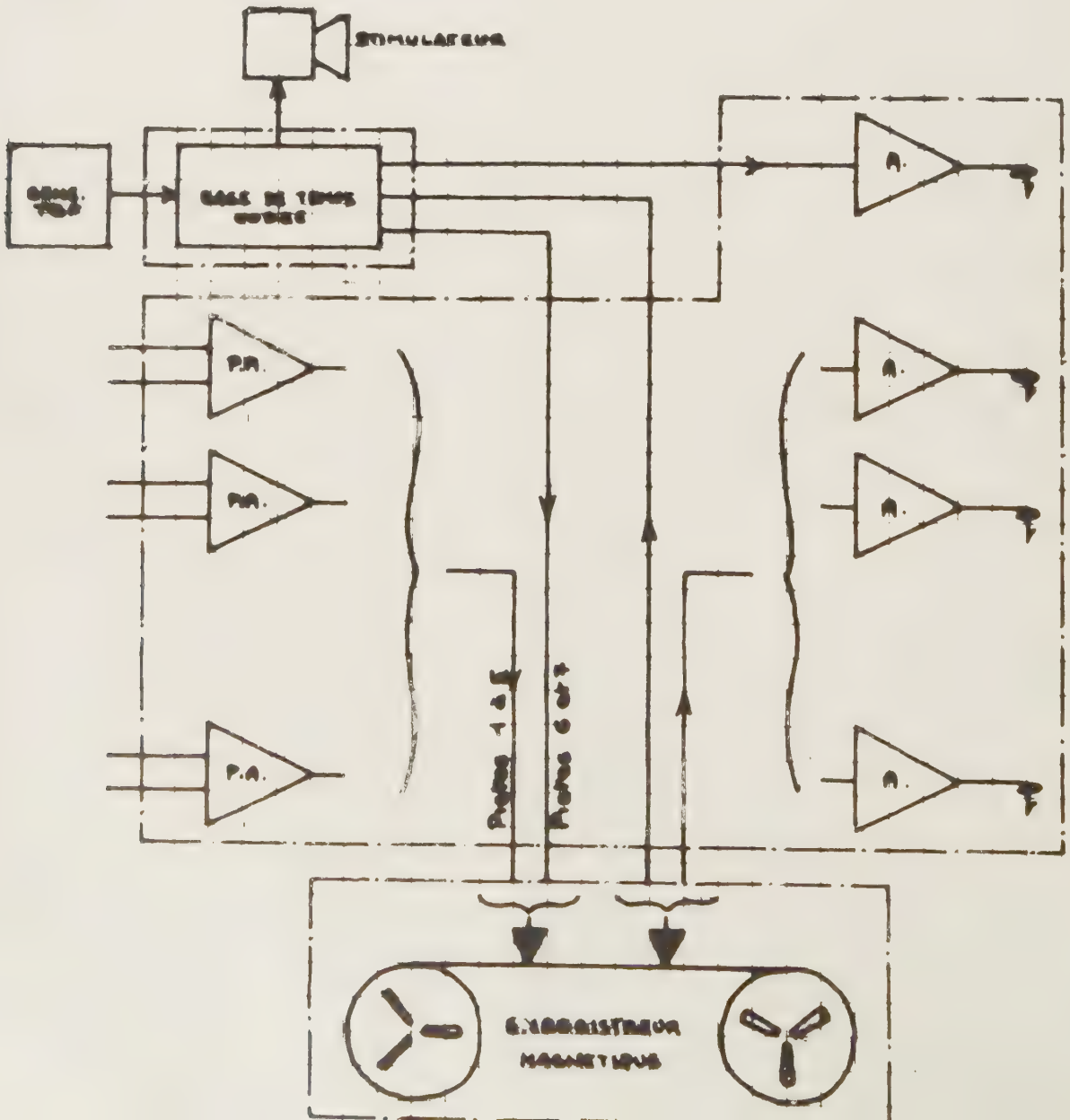
## 8.1 - CHAINE D'ACQUISITION

Le matériel d'enregistrement le plus couramment utilisé en électroencéphalographie clinique est constitué d'un dérouleur de papier à vitesse constante et d'un certain nombre de scripteurs à plume associés chacun à une chaîne d'amplification. Un tel matériel permet de visualiser sous forme d'un graphique l'évolution en fonction du temps des tensions recueillies sur une série de paires d'électrodes.

Ce type de graphique se prête très mal à un dépouillement automatique et nous avons été amenés à enregistrer également, après amplification, les différents signaux sur bande analogique.

Par ailleurs le repérage exact des différentes séquences d'un enregistrement nous a conduit à associer à l'enregistreur magnétique une base de temps codée permettant de dater électroniquement les enregistrements.

La chaîne d'acquisition utilisée répondait finalement au schéma suivant :



8.1.1 - ELECTROENCEPHALOGRAPHE

L'électroencéphalographe utilisé (matériel portable ALVAR 8 voies) présentait les caractéristiques suivantes :

Chaque chaîne d'amplification est constituée d'un préamplificateur et d'un amplificateur de plume, qui en usage clinique normal, sont reliés en cascade.

Quand l'appareil est couplé à un enregistreur magnétique il est possible de dissocier ces deux éléments. Dans ces conditions le signal délivré par un préamplificateur est injecté directement dans une voie d'écriture de l'enregistreur magnétique. Le signal enregistré est lu sur la tête de lecture de l'enregistreur avec un léger décalage dans le temps (de l'ordre de 1s. à la vitesse de défilement de 9.5 cm/s.) et transmis à l'amplificateur de plume.

L'insertion en série (et non pas en parallèle comme cela se pratique généralement) de l'enregistreur magnétique dans la chaîne d'acquisition présente les avantages suivants :

- Le gain global d'une voie écriture-lecture de l'enregistreur magnétique étant égal à l'unité, et sa bande passante largement supérieure à celle du préamplificateur, le signal restitué graphiquement par la plume de l'électroencéphalographe est l'image exacte de celui qui a été enregistré sur la bande de l'enregistreur magnétique.

- L'enregistrement graphique sur papier, qui en tout état de cause reste le document de base nécessaire aux interprétations, constitue en outre dans ces conditions un test du bon fonctionnement de l'ensemble de la chaîne d'acquisition. Il convient en outre de noter que les implusions de calibrage (+ 50 µv) élaborées en début d'expérience au niveau de l'entrée des préamplificateurs suivent le même processus et se trouvent enregistrées sur la bande magnétique avant d'être restituées graphiquement.

Les caractéristiques générales de l'électroencéphalographe utilisé sont les suivantes :

| | |
|---|---|
| Différentialité des préamplificateur | : 10.000 |
| Gain des préamplificateurs | : 10.000 |
| Bruit de fond ramené à l'entrée | : 1 µv. |
| Constante de temps réglable sur 5 valeurs | : 0.1, 0.3, 0.7, 1.5 et 2.5. Nous avons systèmatiquement utilisé la constante 0.3. |
| Filtrage passe bas réglable sur 4 valeurs | : 15 Hz, 30 Hz, 45 Hz, absence de filtrage. |
| Sortie vers l'enregistreur magnétique | : ± 1.4 v cc., impédance de sortie de 10.000 ohms. |
| Elongation des plumes | : 30 mm |
| Bande passante du scripteur | : 80 Hz |

### 8.1.2 - ENREGISTREUR MAGNETIQUE ANALOGIQUE

Les enregistreurs magnétiques que nous avons utilisé dans nos expériences étaient tous des enregistreurs sur ruban 1 pouce au standard IRIG (14 voies d'enregistrement) de fabrication AMPEX ou SCHLUMBERGER.

L'enregistrement de 14 signaux sur ruban 1 pouce s'effectuant toujours à l'aide de 2 têtes magnétiques entrelacées, nous nous sommes efforcé de n'utiliser que des voies d'enregistrement (5 voies EEG + 2 voies de servitude destinées à la base de temps codée) appartenant au même bloc de têtes, ceci pour éviter d'introduire dans les calculs de crosscorrelation des erreurs systèmatiques dues à un éventuel calage défectueux des blocs de têtes soit sur la platine d'enregistrement, soit sur la platine de lecture de l'ensemble de quantification, soit sur les deux à la fois.

Les modes d'enregistrement utilisés ont été la Modulation de Fréquence (MF) en ce qui concerne les signaux EEG, et le "Tout ou Rien" en ce qui concerne les signaux émis par la base de temps codée.

La vitesse d'enregistrement utilisée a toujours été choisie égale à 9.5 cm/s. A cette vitesse les caractéristiques des enregistreurs utilisés sont approximativement les suivantes :

| | | |
|---|---|---|
| Vitesse de défilement | : | 9.5 cm/s. |
| fréquence de la porteuse en MF | : | 6.75 KHz |
| Bande passante en MF : 0 - 1250 Hz à $\pm$ 0.5 db. | | |
| Rapport signal/bruit | : | 45 db |
| Pleurage cumulatif dans la bande 0 - 300 Hz | : | 0.5% |
| Niveau d'entrée | : | + 1.4 v. cc |
| Impédance d'entrée | : | 100 Kohms |
| Niveau de sortie | : | + 1.4 v. cc |
| Impédance de sortie | : | 100 ohms |
| Linéarité | : | inférieure à 1.5% |

### 8.1.3 - BASE DE TEMPS CODEE (HORLOGE NUMERIQUE)

L'horloge numérique utilisée a été un numéroteur de séquences électronique type NR53 de SCHLUMBERGER. Cet appareil, associé à un enregistreur magnétique d'instrumentation, constitue en fait une mémoire de masse analogique adressable, et permet donc de rapprocher aisément les tracés quantifiés (ou les résultats de l'analyse numérique) des tracés graphiques originaux.

Il s'agit d'un ensemble électronique délivrant les signaux suivants :

- Une fréquence horloge destinée a être enregistrée sur une piste de la bande magnétique et qui servira ultérieurement à piloter la quantification.

- Des numéros codés destinés à être enregistrés sur une autre piste de la bande magnétique et qui serviront ultérieurement à délimiter les portions de

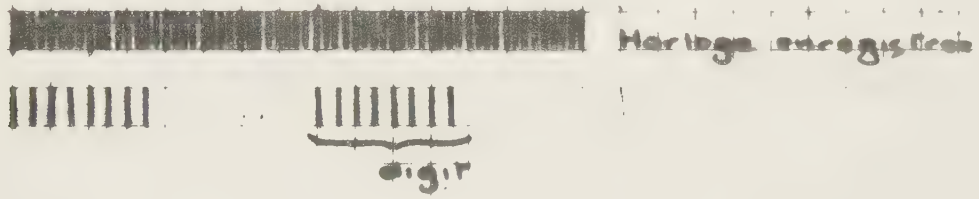
tracé soumises à l'analyse.

L'inscription des numéros peut s'effectuer d'une façon régulière avec une périodicité imposée par un générateur de fréquence TBF : l'horloge NRS3 fonctionne alors en Base de temps codée. L'inscription de chaque numéro peut également être déclenchée par un évènement lié au déroulement de l'expérience : l'horloge fonctionne alors en Numéroteur de Séquences.

A la lecture de la bande analogique (lecture simultanée à l'enregistrement, ou lecture différée) l'horloge NRS3 assure la restitution et la visualition des numéros enregistrés sur la bande, ainsi que leur mise en forme pour une exploitation digitale ou un enregistrement graphique.

L'inscription des signaux d'horloge s'effectue avec une densité de 63 impulsions/mm, soit à une fréquence de 6000 Hz quand la vitesse de défilement est égale à 9.5 cm/s.

Quant aux numéros inscrits sur la bande ils sont constitués d'une information binaire série de 12 digits distribués suivant une fréquence égale à 6000/32. (En fait chaque digit est composé de 8 impulsions à fréquence 6000/2, redondance qui permet d'effectuer un contrôle en lecture). Le premier digit constitue le signal "début d'expérience" tandis que les 11 suivants constituent le numéro proprement dit.




Quand l'appareil fonctionne en base de temps codée le numéroteur est simplement piloté par un générateur de fréquence TBF.

Quand il est utilisé en numéroteur de séquences son fonctionnement est plus complexe. Considérons par exemple un enregistrement de potentiels évoqués. Le générateur de fréquence (qui fixe la périodicité des stimulations lumineuses) associé à l'horloge numérique délivre à un instant donné une impulsion qui déclenche l'incription sur la bande magnétique d'un top "début d'expérience" puis d'un numéro. Après un temps correspondant à 384 impulsions d'horloge (soit 64 ms. à la vitesse de 9.5 cm/s) à compter du début du top "début d'expérience" l'équipement délivre le signal de stimulation qui va déclencher immédiatement l'émission de l'éclair lumineux : les réponses à cette stimulation vont donc être enregistrées immédiatement après le numéro. Il convient de noter que le stimulus lui même n'a pas besoin d'être enregistré sur la bande magnétique puisque sa position dans le temps est parfaitement repéré par rapport au digit de début d'expérience.

Notons enfin que lors d'une opération de lecture (immédiate ou différée)la base de temps codée délivre à l'amplificateur de plume du scripteur 4 informations séquentielles pouvant comporter chacune 8 niveaux d'amplitude différents, dispositif qui permet de dater en numérotation octale un enregistrement graphique.

## .2 - EQUIPEMENT DE QUANTIFICATION

L'équipement de quantification utilisé a été un matériel de fabrication SCHLUMBERGER en service au centre de calcul du CHU PITIE-SALPETRIERE à Paris. Cet équipement permet de quantifier des bandes analogiques convenablement numérotées lors de l'enregistrement de l'expérience à l'aide d'une base de temps codée type NRS3. Les informations numériques délivrées par cet équipement de quantification sont stockées sur bande magnétique digitale sous forme de caractères de 7 bits, au standard IBM et à la densité de 200 bpi

Cet équipement de quantification comporte les organes suivants :

- un lecteur de bande magnétique 1 pouce permettant de restituer les signaux enregistrés en modulation de fréquence ainsi que les impulsions de la piste horloge et de la piste numéro. Ce lecteur possède 3 vitesses de défilement (9,5, 19 et 38 cm/s.).

- une platine de commande comportant notamment un visualisateur de numéro et un clavier permettant de sélectionner les numéros de début et de fin de quantification.

- une partie logique comportant un convertisseur analogique-numérique à 2048 niveaux délivrant des mesures codées en binaire sur 12 bits (11 bits + signe). Cette partie logique ne comportant pas d'échantillonneur la conversion ne peut s'effectuer que sur une voie analogique à la fois.

- une platine d'enregistrement numérique destinée à stocker les mesures quantifiées à la densité de 200 bpi, et possédant deux vitesses de défilement (38 et 152 cm/s).

La conversion analogique numérique est pilotée par la fréquence horloge lue sur la bande analogique et la cadence de quantification proprement dite est déterminée par le choix des vitesses de défilement de la platine analogique et de la platine numérique. Dans la pratique nous avons systématiquement adopté une cadence de quantification égale à 1500 points/s.

Quant aux durées des phases de quantification elles sont réglées de la manière suivante. Le début d'une quantification est toujours déterminé par le numéro sélectionné sur la platine de commande de l'équipement. La fin de la quantification peut, quant à elle, être déclenchée au choix de l'opérateur soit à la lecture du numéro suivant, soit sur action manuelle, soit au bout d'un nombre prédéterminé (192, 384, 768, 1536, 3072 ou 6144) de quantifications élémentaires. Dans ce dernier cas la quantification peut d'ailleurs se poursuivre automatiquement sur une série de numéros et donner lieu à l'édition d'une série de blocs d'informations numériques de longueur constante

Dans la pratique nous avons essentiellement travaillé selon ce dernier mode en adoptant des volumes de blocs d'informations de 3072 ou 6144 mesures. Pour une cadence de quantification de 1500 pts/s. cela nous a amené à choisir, lors des enregistrements, des périodes de numérotation égales

à 2.1 ou 4.2s, ceci afin d'éviter des discontinuités trop importantes dans la quantification des signaux traités.

Notons enfin que tout bloc d'informations numériques délivré par l'équipement et enregistré sur la bande magnétique numérique comporte systématiquement une adresse comprenant sous forme binaire d'une part le numéro de la piste analogique quantifiée, et d'autre part le numéro origine de la quantification. Ces deux informations permettent de repérer les signaux traités tout au long des traitements numériques auxquels ils vont être ensuite soumis.

## 8.4 - EQUIPEMENT DE TRAITEMENT NUMERIQUE

Le matériel utilisé pour effectuer le traitement des signaux préalablement quantifiés a été un ordinateur de type PALLAS implanté à la Faculté des Sciences de Marseille.

Cet ordinateur comportait les éléments suivants :

- Une unité centrale équipée d'une mémoire de 64.000 caractères.

- Une unité de bande magnétique au standard IBM 200 bpi permettant d'introduire en machine les informations précédemment élaborées par l'équipement de quantification.

- Trois unités de bande magnétique banalisées utilisées pour le stockage des programmes, des données de traitement et des résultats.

- Un lecteur-perforateur de ruban permettant l'introduction et la mise au point des programmes de traitement.

- Une imprimante rapide.

Ce système de conception très classique était muni d'un compilateur ALGOL et d'un compilateur FORTRAN.

# 9 RESULTATS DES TRAITEMENTS EFFECTUES

## 9 - RESULTATS DES TRAITEMENTS EFFECTUES

Les méthodes et programmes de traitement décrits dans les chapitres précédents ont été appliqués à 4 familles de signaux.

SIGNAUX S1 : il s'agit de l'enregistrement de 2 voies EEG monopolaires effectué sur un sujet adulte placé successivement dans deux situations expérimentales (yeux ouverts, yeux fermés).

SIGNAUX S2 : il s'agit de l'enregistrement d'une durée de 10 secondes de 5 voies EEG bipolaires effectué sur un enfant de 8 ans.

SIGNAUX S3 : il s'agit de l'enregistrement de 3 voies EEG bipolaires effectué sur un sujet adulte soumis à une série de conditions expérimentales (yeux ouverts, yeux fermés, yeux ouverts avec stimulations lumineuses, yeux fermés avec stimulations lumineuses).

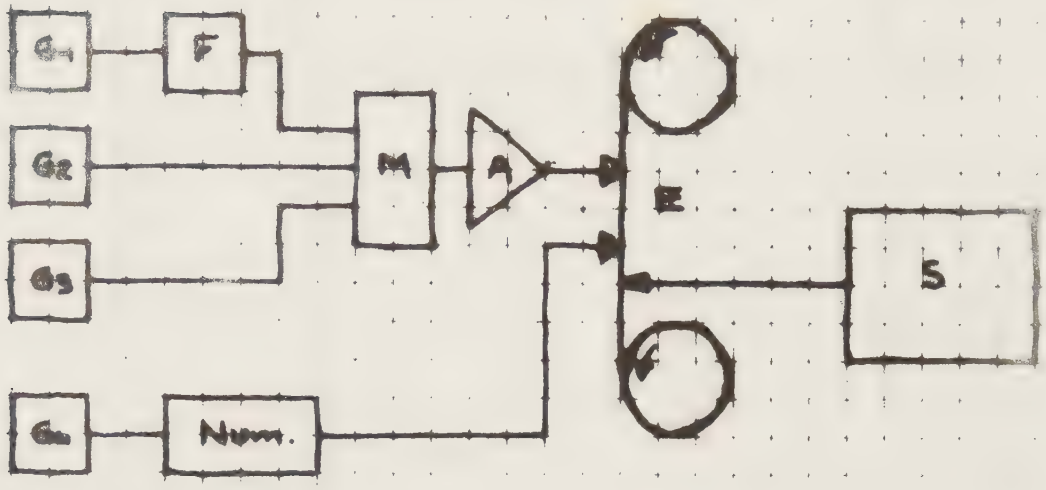
SIGNAUX S4 : il s'agit de l'enregistrement d'une série de signaux fabriqués électroniquement et présentant des caractéristiques proches de celles d'un signal EEG.

### 9.1 - TRAITEMENT DU SIGNAL ARTIFICIEL S4

Le signal artificiel S4 présente un tracé très proche de celui d'un rythme EEG. Nous avons effectué sur ce signal des traitements identiques à ceux qui ont été appliqués au signal S3.

9.1.1 - CONSTITUTION DU SIGNAL S4 : FIGURE S401

Le signal S4 a été fabriqué à l'aide du montage su



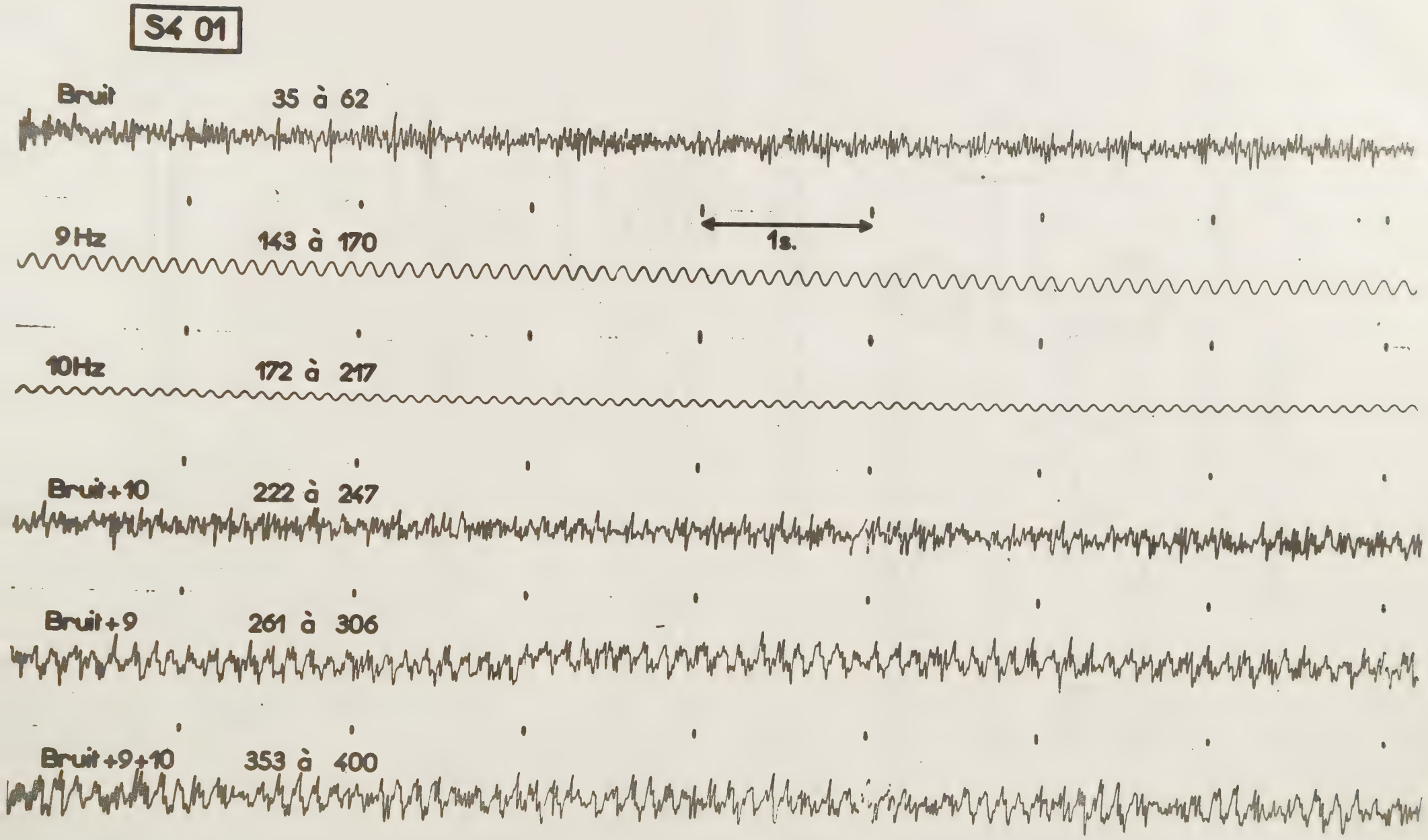

Un mélangeur à 3 entrées (M) reçoit les signaux sinusoi
provenant de 2 générateurs (G2 et G3) et un bruit blanc filtré (génér
bruit G1 et filtre F).

Le mélange de ces 3 signaux est amplifié (A) puis enre
sur une piste d'un enregistreur magnétique (E). L'enregistreur reçoit si
tanément sur un autre piste les signaux de servitude élaborés par un numéro-
teur (Num) qui est lui même piloté par un générateur (G4). Les signaux enre
gistrés (mélange et numéros) sont immédiatement relus par la tête de lec
de l'enregistreur magnétique et visualisés sur un scripteur à plumes (S).

Les appareils utilisés lors de cet enregistrement sont les
suivants :

| | |
|---|---|
| G1 | Générateur de bruit blanc ALISON-LABS Md 650 |
| G2 | Générateur sinusoidal LEVELL réglé sur 9 Hz |
| G3 | Générateur sinusoidal WAVETEK réglé sur 10 Hz |
| F | Filtre DYTRONICS Md 722, 70 db/octave, passe bande entre 1,5 Hz et 55 Hz. |
| M | Mélangeur à faible niveau d'entrée de gain = 0.2 |
| A | Amplificateur ROCHARD A 1338, de gain 20 |
| E | Enregistreur magnétique CDC PEA 2, vitesse de défilement de 9 enregistrement en modulation de fréquence, bande passante : 0 - 1200 Hz. |
| G4 | Générateur CRC Md GB 860, délivrant des signaux carrés de fréquence 0.1 Hz (cadence d'inscription des numéros). |
| Num | Horloge de numérotation CDC Md NRS 3 |
| S | Scripteur a plumes ECEM |

La quantification des signaux analogiques a été effec
à une cadence FQ de 372 Hz, suivant des blocs d'une capacité de 3072


S4 01
Bruit
35 à 62
9 Hz
143 à 170
1s.
10 Hz
172 à 217
Bruit+10
222 à 247
Bruit+9
261 à 306
Bruit+9+10
353 à 400

tillons. La durée de chaque bloc est donc égale à 3072/372, soit 8.24s, et la périodicité de ces blocs est égale à celle de l'inscription des numéros, soit 10s.

Plusieurs séquences de signaux ont été quantifiées et la structure de la bande numérique utilisée pour le dépouillement était la suivante :

| | | |
|---|---|---|
| Bruit | (G1) | 22 blocs numérotés de 35 à 62 |
| 9 Hz | (G2) | 11 blocs numérotés de 143 à 170 |
| 10 Hz | (G3) | 11 blocs numérotés de 172 à 217 |
| Bruit + 10 Hz | (G1 + G3) | 22 blocs numérotés de 222 à 247 |
| Bruit + 9 Hz | (G1 + G2) | 22 blocs numérotés de 261 à 306 |
| Bruit + 9 Hz + 10 Hz | (G1 + G2 + G3) | 22 blocs numérotés de 353 à 400 |

Il convient de préciser que la numérotation des blocs est effectuée en mode octal.

La figure S401 résume la structure de l'enregistrement S4. On a représenté sur cette figure les tracés de 6 réalisations d'une durée de 8.24s caractéristiques des 6 conditions expérimentales.

### 9.1.2 - DENSITE DE PROBABILITE D'AMPLITUDE DES SIGNAUX S4.

FIGURES S422 et S423
TABLEAU S316

Les 6 séquences de signaux S4 ont été traitées par le programme ROVETEST (paragraphe 7.1, listing P1.). Les données du traitement sont les suivantes :

FQ = 372 NQ = 3072 H = 3 B = 22 KSI = 1

Après réduction des données par 3 chaque bloc traité ne contient plus que 1024 échantillons (N = NQ/H) et la cadence d'échantillonnage est ramenée à 124 Hz (F = FQ/H). Cette valeur de F est compatible avec la bande passante (0 - 55 Hz) du signal traité.

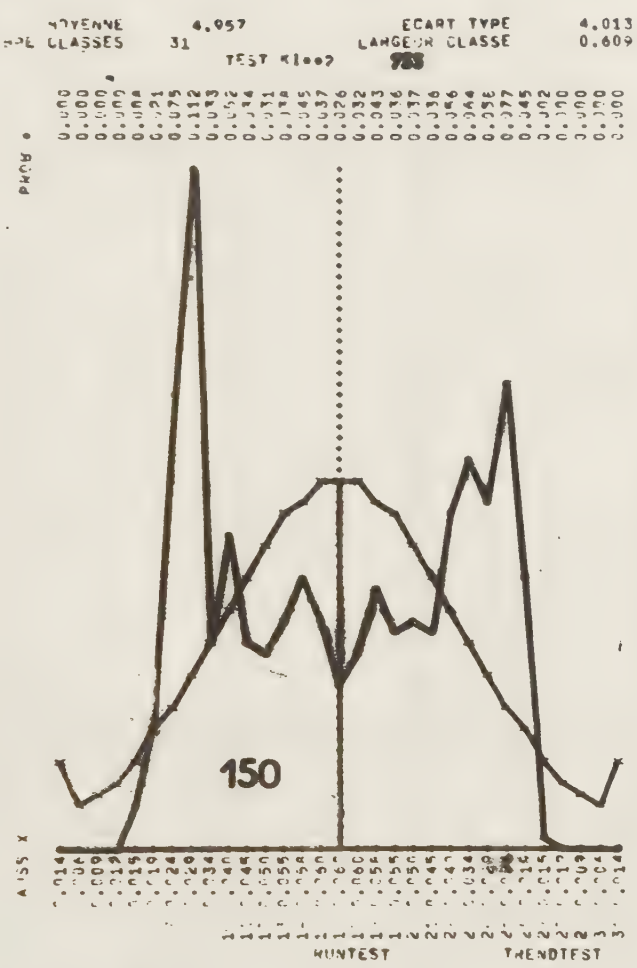
Les 1024 échantillons du bloc réduit sont traités suivant une densité de probabilité d'amplitude de 31 classes. Le paramètre KI calculé par programme devra donc être comparé à $\chi^2 28, 0.05 = 42$.

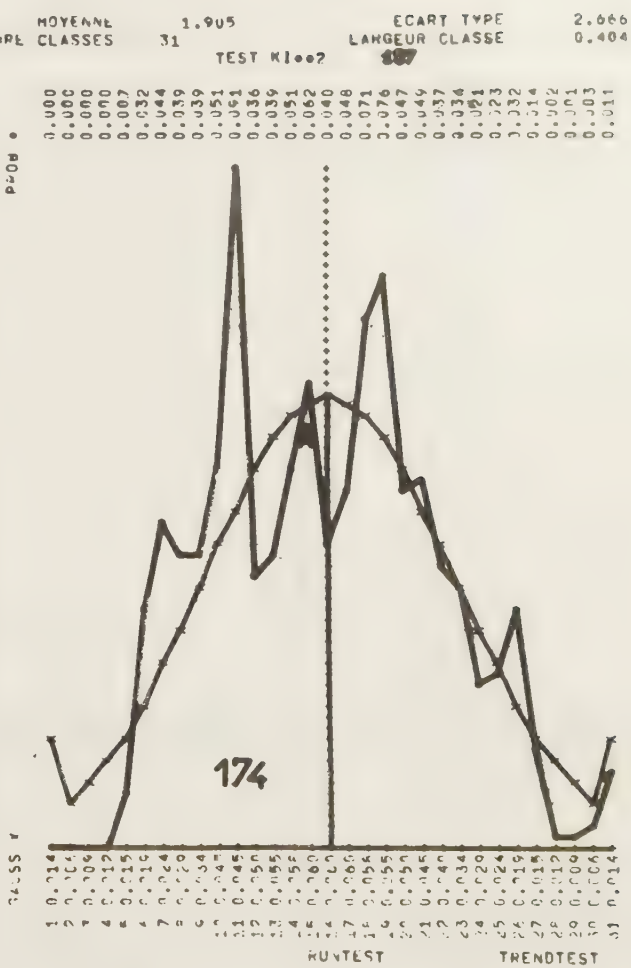
Les figures S422 et S423 représentent les résultats du programme ROVETEST pour les blocs 54 (Bruit), 150 (fréquence 9 Hz), 174 (fréquence 10 Hz), 222 (Bruit + 10 Hz), 272 (Bruit + 9 Hz) et 353 (Bruit + 9 Hz + 10 Hz).

On constate que le test d'ajustement à une distribution gaussienne est positif pour les blocs 54 ( KI = 34), 222 (KI = 37), 272 (KI = 35) et 353 (KI = 33).

Ce test est évidemment négatif en ce qui concerne les densités de probabilité d'amplitude des blocs 150 et 174 qui présentent les formes

# ROVETEST Nq:3072 Fq:372 H:3 F:124 N:1024 Tn:8.24 Ncla:31 $Ki^2_{0.5}$:42



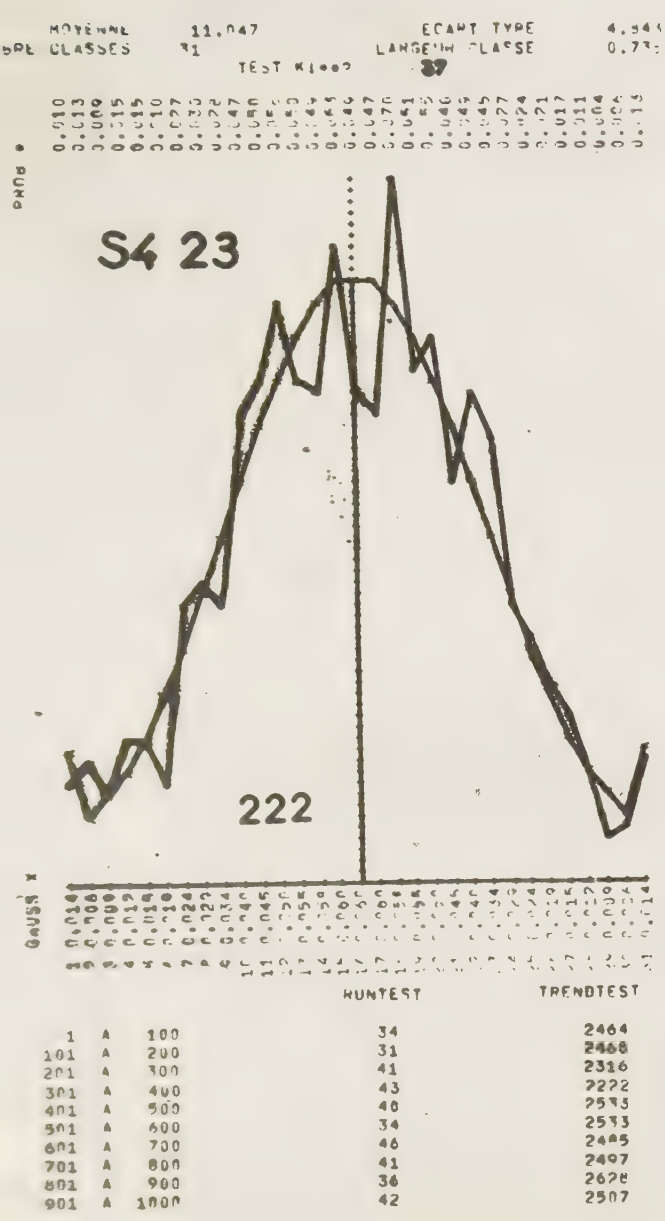




| | | | RUNTEST | TRENDTEST |
|---|---|---|---|---|
| 1 | A | 100 | 64 | 2572 |
| 101 | A | 200 | 43 | 2525 |
| 201 | A | 300 | 45 | 2436 |
| 301 | A | 400 | 44 | 2386 |
| 401 | A | 500 | 46 | 2314 |
| 501 | A | 600 | 46 | 2533 |
| 601 | A | 700 | 43 | 2592 |
| 701 | A | 800 | 49 | 2650 |
| 801 | A | 900 | 39 | 2446 |
| 901 | A | 1000 | 37 | 2453 |

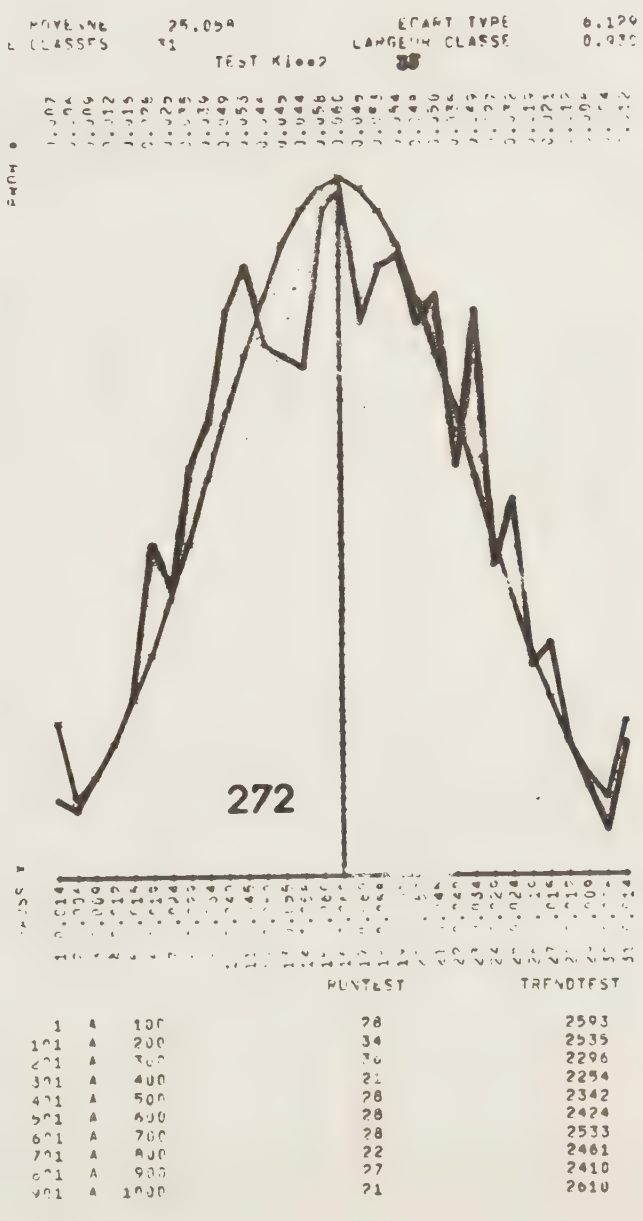
| | | | RUNTEST | TRENDTEST |
|---|---|---|---|---|
| 1 | A | 100 | 13 | 2672 |
| 101 | A | 200 | 13 | 2663 |
| 201 | A | 300 | 14 | 2659 |
| 301 | A | 400 | 14 | 2500 |
| 401 | A | 500 | 14 | 2354 |
| 501 | A | 600 | 14 | 2396 |
| 601 | A | 700 | 13 | 2328 |
| 701 | A | 800 | 13 | 2357 |
| 801 | A | 900 | 14 | 2378 |
| 901 | A | 1000 | 14 | 2442 |

| | | | RUNTEST | TRENDTEST |
|---|---|---|---|---|
| 1 | A | 100 | 16 | 2244 |
| 101 | A | 200 | 16 | 2302 |
| 201 | A | 300 | 16 | 2443 |
| 301 | A | 400 | 16 | 2458 |
| 401 | A | 500 | 16 | 2486 |
| 501 | A | 600 | 16 | 2427 |
| 601 | A | 700 | 16 | 2402 |
| 701 | A | 800 | 16 | 2402 |
| 801 | A | 900 | 16 | 2318 |
| 901 | A | 1000 | 16 | 2215 |

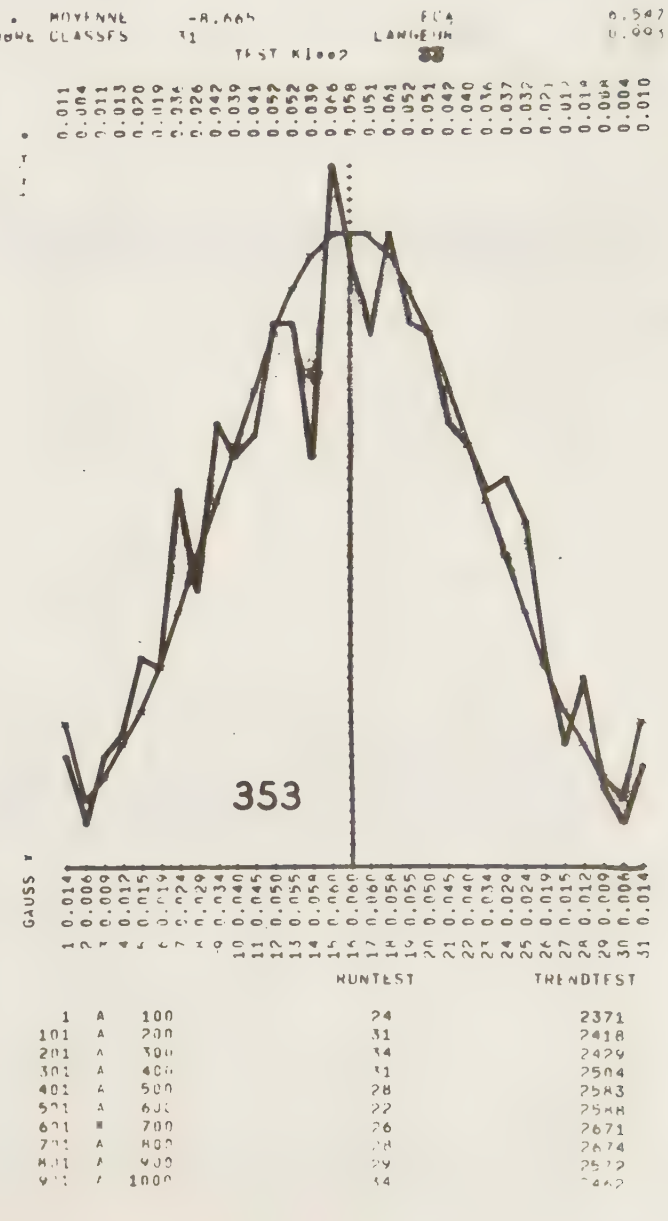
# ROVETEST Nq:3072 Fq:372 H:3 F:124 N:1024 Tn:8.24 Ncla:31 $Ki^2_{0.5}$




| | | | RUNTEST | TRENDTEST |
|---|---|---|---|---|
| 1 | A | 100 | 34 | 2464 |
| 101 | A | 200 | 31 | 2468 |
| 201 | A | 300 | 41 | 2316 |
| 301 | A | 400 | 43 | 2222 |
| 401 | A | 500 | 46 | 2593 |
| 501 | A | 600 | 34 | 2533 |
| 601 | A | 700 | 46 | 2445 |
| 701 | A | 800 | 41 | 2497 |
| 801 | A | 900 | 36 | 2628 |
| 901 | A | 1000 | 42 | 2507 |




| | | | RUNTEST | TRENDTEST |
|---|---|---|---|---|
| 1 | A | 100 | 28 | 2593 |
| 101 | A | 200 | 34 | 2535 |
| 201 | A | 300 | 36 | 2296 |
| 301 | A | 400 | 21 | 2254 |
| 401 | A | 500 | 28 | 2342 |
| 501 | A | 600 | 28 | 2424 |
| 601 | A | 700 | 28 | 2533 |
| 701 | A | 800 | 22 | 2481 |
| 801 | A | 900 | 27 | 2410 |
| 901 | A | 1000 | 21 | 2610 |




| | | | RUNTEST | TRENDTEST |
|---|---|---|---|---|
| 1 | A | 100 | 24 | 2371 |
| 101 | A | 200 | 31 | 2418 |
| 201 | A | 300 | 34 | 2429 |
| 301 | A | 400 | 31 | 2504 |
| 401 | A | 500 | 28 | 2583 |
| 501 | A | 600 | 22 | 2588 |
| 601 | A | 700 | 26 | 2671 |
| 701 | A | 800 | 28 | 2674 |
| 801 | A | 900 | 29 | 2572 |
| 901 | A | 1000 | 14 | 2442 |

typiques de la densité de probabilité d'amplitude d'une sinusoide (24, P. 18).

Il est également interessant de verifier, pour chacun des blocs traités, les resultats des tests RUN et TREND effectués sur des groupes successifs de 100 données. Si nous adoptons un niveau de confiance de 5 pour cent le RUNTEST sera positif si le résultat de ce test est compris entre 40 et 61, et le TRENDTEST sera positif si le résultat de ce test est compris entre 2145 et 2804.

On constate que le RUNTEST est positif 8 fois sur 10 dans le bloc 54, jamais dans le bloc 150, jamais dans le bloc 174, 6 fois sur 10 dans le bloc 222, jamais dans le bloc 272 et jamais dans le bloc 353. On constate donc que le RUNTEST permet de détecter le caractère aléatoire d'un signal.

Quant au TRENDTEST, il est positif 10 fois sur 10 dans tous les blocs analysés.

Les résultats du programme ROVETEST relatifs au signal "Bruit +9 Hz +10 Hz" (22 blocs numérotés en octal de 353 à 400) sont résumés dans le bas du tableau S316. On a indiqué dans ce tableau la valeur du paramètre K1 en regard du numéro du bloc analysé : on constate que la condition $K1 \leqslant 42$ est vérifiée sur 18 blocs, ce qui permet de confirmer le caractère gaussien de ce signal.

### 9.1.3. - TESTS DE STATIONNARITE DES SIGNAUX S4

FIGURES S411, S415
et S316
TABLEAU S316

La séquence "Bruit+9 Hz+10 Hz" (22 blocs numérotés en octal de 353 à 400) a été traité par le programme ROVESTATIOTEST (paragraphe 7.3, listing P3). Les données du traitement sont les suivantes :

LIB= 60 CONF = 0.9 STU=1.67 QIG = 79.1 QIF = 43.2
FQ = 372 NQ = 3072 H=3 B= 22 L= 16 NCLA=19 KSI=1

Apres réduction des données chaque bloc ne contient plus que 1024 échantillons (N= NQ/H) et la cadence d'échantillonnage est ramenée à 124 Hz (F= FQ/H). Cette valeur de F est compatible avec la bande passante du (0 - 55 Hz) du signal traité.

Chaque bloc réduit de 1024 échantillons est divisé en 16 segments. Chacun de ces segments possède donc 64 échantillons (NO N/L) et et sa durée est égale à 0.5 s (TMO=(NO - 1) /F). Si l'on fixe à 60 Hz la valeur de la bande passante du signal on constate que le nombre de degrés de liberté de chaque segment est égal à 60 (LIB= 2 x 0.5 x 60).

Dans chacun de ces segments on calcule une esti mation XMO de la valeur moyenne, et une estimation PMX de la puissance moyenne.

S4 11
ROVESTATIOTEST Fq:372 H:3 F:124 N:64 Tn:0.5 Bp:60 Lib:60 Conf:0.9
AMPLITUDE
PUISSANCE
15.7
43.1
353
354
355
356
357
360

Les limites de confiance de ces estimations obéissent aux relations :

$$XMO - STU \sqrt{PMX/LIB} < XMO < XMO + STU \sqrt{PMX/LIB}$$

$$PMX \cdot LIB/QIG < PMX < PMX \cdot LIB/QIF$$

Pour un niveau de confiance de 90% les paramètres introduits dans le programme sont :

$$t_{60,0.05} = t_{60,0.95} = 1.67 = STU$$

$$\chi^2_{60,0.05} = 79.1 = QIG$$

$$\chi^2_{60,0.95} = 43.2 = QIF$$

Les 22 blocs donnent naissance à 352 (22 x 16) estimations XMO et 352 estimations PMX. Chacune de ces deux séries est éditée sous forme d'un graphique où chaque estimation est représentée par un segment correspondant à l'intervalle de confiance à 90% de la valeur calculée.

Pour une zone donnée du signal on considèrera que la valeur moyenne XMO est stationnaire si 7 segments au moins sur 8 possèdent une valeur commune. Le même raisonnement est appliqué à la puissance moyenne PMX.

La figure S411 représente l'historique de l'évolution de la valeur moyenne et de la puissance moyenne du signal S4 pour les blocs 353, 354, 355, 356, 357 et 360. On constate que la puissance moyenne est stationnaire dans les blocs 353 et 354, ainsi que dans les blocs 356, 357 et 360. On constate également que la valeur moyenne est stationnaire dans les blocs 353, 354-355-356, et dans les blocs 357-360.

La figure S415 représente un historique identique pour la série de blocs allant de 370 à 400. On constate sur cette figure que la puissance moyenne reste stationnaire durant des temps assez longs, mais que la valeur moyenne du signal présente une oscillation lente due probablement à la dérive de l'amplificateur.

Les résultats de cette étude de stationnarité effectuée sur 22 blocs (353 à 400) du signal S4 sont regroupés dans le tableau S316 où l'on indique par des traits les zones durant lesquelles XMO est stationnaire (ligne supérieure) et celles durant lesquelles PMX est stationnaire (ligne inférieure). On constate que le signal S4 présente de longues périodes (jusqu'à 5 blocs, soit 41.2s) durant lesquelles la stationnarité est vérifiée aussi bien en valeur moyenne qu'en puissance moyenne. Le tableau S316 présente l'avantage d'indiquer également les blocs possédant une densité de probabilité d'amplitude gaussienne = ce tableau nous permet donc de choisir en vue d'une analyse spectrale ultérieure les régions où le signal est à la fois stationnaire et gaussien.

La figure S316 (haut de la page) regroupe les distributions de probabilité d'amplitude des 352 estimations XMO et des 352 estimations PMX

PUISSANCE
AMPLITUDE
S4 15
Bruit+9+10
ROVESTATIOTEST
Fq:372
H:3
F:124
N:64
Tr:05
Bp:60
Lib:60
Conf:09

obtenues en traitant 22 blocs consécutifs. Ces distributions ont été effectuées sur 19 classes. Nous avons indiqué sur chacun de ces histogrammes la valeur moyenne et l'écart type (s) de la distribution, ainsi que la largeur des classes (c). Nous avons également indiqué par une flèche les domaines contenant 80% des estimations.

Si le signal étudié était parfaitement stationnaire et gaussien la valeur moyenne de ce signal serait égale à la moyenne des 352 estimations XMO, soit - 15.7. Dans les mêmes conditions la puissance moyenne $\sigma^2$ serait égale au mode de la distribution des estimations PMX soit 41.2 (41.2 = 43.1 - 1.9).

Dans ces conditions les limites de confiance de $\Pi$ correspondant à un niveau de confiance de 80% seraient :

$$\Pi - t_{60,0.9}\sqrt{\sigma^2/60} \qquad \text{et} \qquad \Pi + t_{60,0.1}\sqrt{\sigma^2/60}$$

soit :

$$\left(-15.7 - 1.3\sqrt{41.2/60}\right) = -16.8 \text{ et } \left(-15.7 + 1.3\sqrt{41.2/60}\right) = -14.6$$

Or nous pouvons lire sur la courbe correspondante que les limites réelles sont - 20.2 et - 10.2. On constate donc que la stationnarité globale de la valeur moyenne du signal n'est pas vérifiée.

Un raisonnement analogue s'applique à la puissance moyenne. Si le signal étudié était parfaitement stationnaire et gaussien les limites de confiance de $\sigma^2$ pour un niveau de confiance de 80% seraient :

$$\sigma^2.60/\chi^2_{60,01} \qquad \text{et} \qquad \sigma^2.60/\chi^2_{60,0.9}$$

soit :

$$41{,}2 \cdot 60/74{,}5 = 33 \qquad \text{et} \qquad 41{,}2 \cdot 60/46{,}5 = 53.5$$

Or nous pouvons lire sur la courbe correspondante que les limites réelles sont 34.5 et 53.5. On constate donc que la stationnarité globale de la puissance moyenne est bien vérifiée.

### 9.1.4 - ANALYSE DE DENSITE SPECTRALE DES SIGNAUX S4

FIGURES S441, S442
et S443

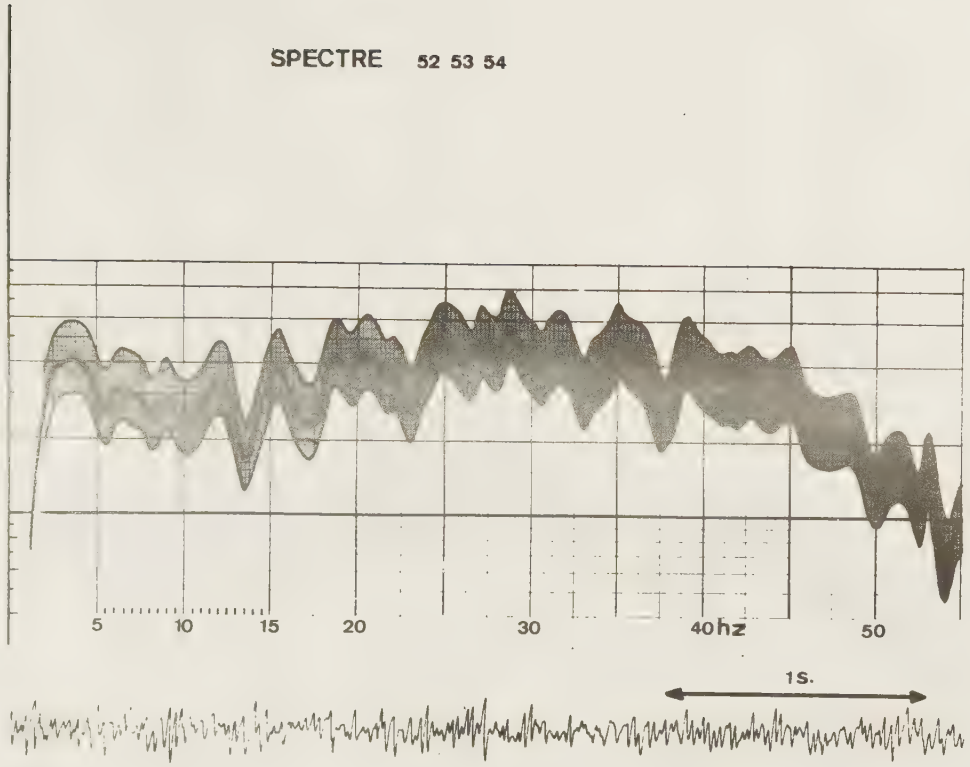
Nous avons traité successivement, à l'aide du programme SPIRITROVE (listing P10, paragraphe 7.10) les 4 réalisations suivantes :

| | |
|---|---|
| Blocs 52, 53, 54 | appartenant à la séquence "Bruit" |
| Blocs 222, 223, 224 | appartenant à la séquence "Bruit + 10 Hz" |
| Blocs 272, 273, 274 | appartenant à la séquence "Bruit + 9 Hz" |
| Blocs 353, 354, 355 | appartenant à la séquence "Bruit + 9 Hz + 10 Hz" |

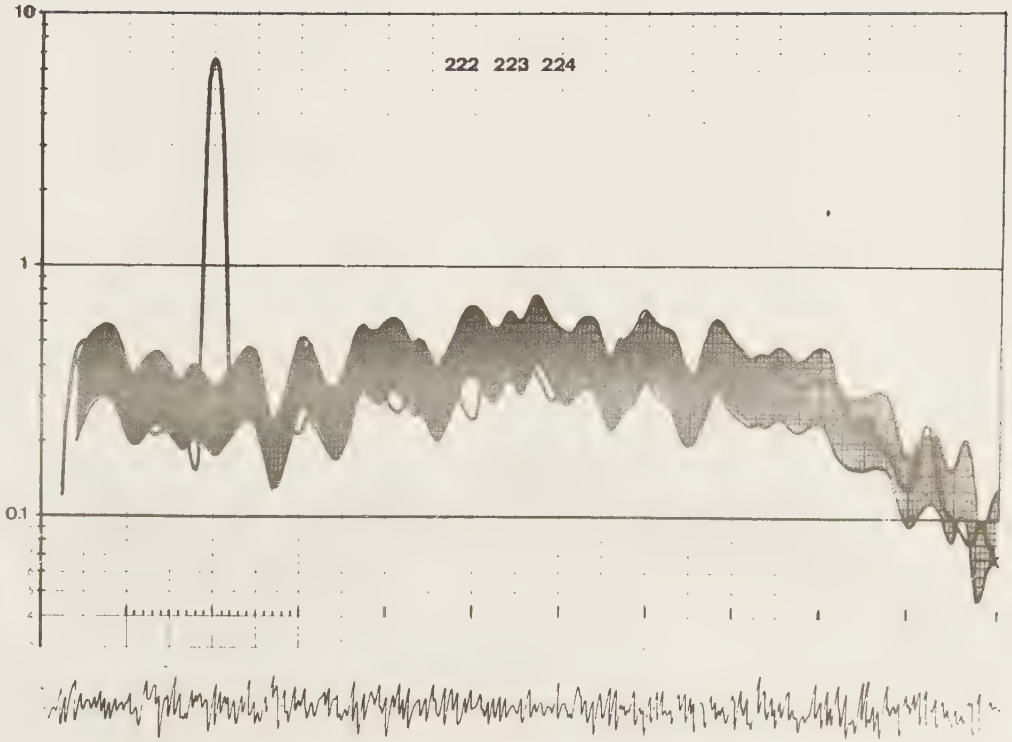
Les données introduites dans le programme SPIRITROVE pour

Tn= 24s. Tm=1s. Fq=124

S4 41 d°lib 48 bruit 90%




Br.




Br.+10

chacun des traitements étaient les suivantes :

B = 3 H = 3 KSI = 1 M = 125 FQ = 372 NQ = 3072

La durée Tm de la fonction d'autocorrelation calculée dans ce programme est égale à 1s. (124/372/3) : en conséquence la largeur de la fenêtre spectrale obtenue par un lissage de Hamming est approximativement égale à 1 Hz (1/Tm). Les blocs latéraux de cette fenêtre spectrale (abaque T03) sont pratiquement négligeables. Enfin la définition du spectre calculé est égale à 0.5 Hz (1/2 Tm).

Par suite de la durée limitée (Tn = 24s) des réalisations traitées les résultats spectraux obtenus dans chaque bande de fréquence seront des estimations G (f) de la valeur réelle $\Psi(f)$ de la densité spectrale dans la bande considérée. On montre (paragraphe 5.8.1) que la quantité $L.G(f)/\Psi(F)$ obéit à une distribution du $\chi^2$ possédant L degrés de liberté. Cette distribution ne sera un modèle convenable qu'à la condition que le signal traité soit stationnaire au second ordre, qu'il possède une distribution d'amplitude gaussienne et que son spectre ne présente pas de variations brusques dans des intervalles de fréquence d'une largeur inférieure à celle de la fenêtre. Les réalisations traitées ont été choisies (programme ROVESTATIOTEST et programme ROVETEST) pour répondre aux critères de stationnarité et de distribution gaussienne.

Dans ces conditions les limites de confiance de G (f) correspondant à un niveau de 90% seront égales à :

$G(f) \cdot L/\chi^2_{L,0.95}$ et $G(f) \cdot L/\chi^2_{L,0.05}$

Le nombre de degrés de liberté L est donné (paragraphe 5.8.1) par la relation : $L = 2\,Tn/Tm$
soit dans ce cas précis: $L = 48$

Les coefficients qui permettront de calculer les limites de confiance sont donc :

$48/\chi^2_{48,0.95} = 1.45$ et $48/\chi^2_{48,0.05} = 0.74$

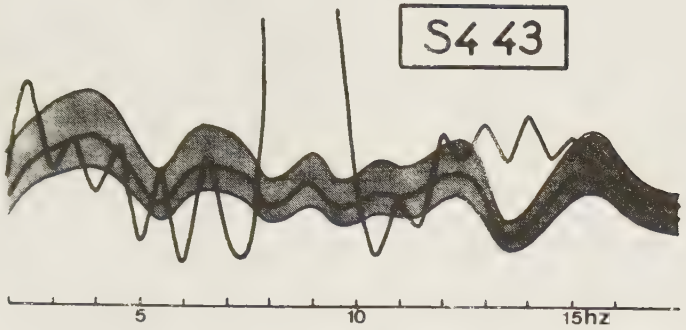
Ces coefficients sont directement lisibles sur l'abaque T01.

Le graphique de gauche de la figure S441 représente la densité spectrale du bruit calculée sur les blocs 52, 53 et 54. On a représenté sur ce graphique qui est tracé en coordonnées semi logarithmiques, la densité spectrale G (f) calculée et les limites correspondant aux seuils de confiance 0.95 et 0.05, de cette fonction G (f).

Le graphique de droite de la figure S441 représente une densité spectrale calculée dans la séquence "Bruit + 10 Hz" sur les blocs 222, 223 et 224. On a également représenté sur ce graphique les limites de confiance à 5% et 95% de la densité spectrale du bruit précédemment calculée sur les blocs 52, 53 et 54. On constate que les densités spectrales de la séquence "Bruit" et de la séquence "Bruit + 10 Hz" sont parfaitement homogènes pour

Br. 52 à 55 90% lib:64

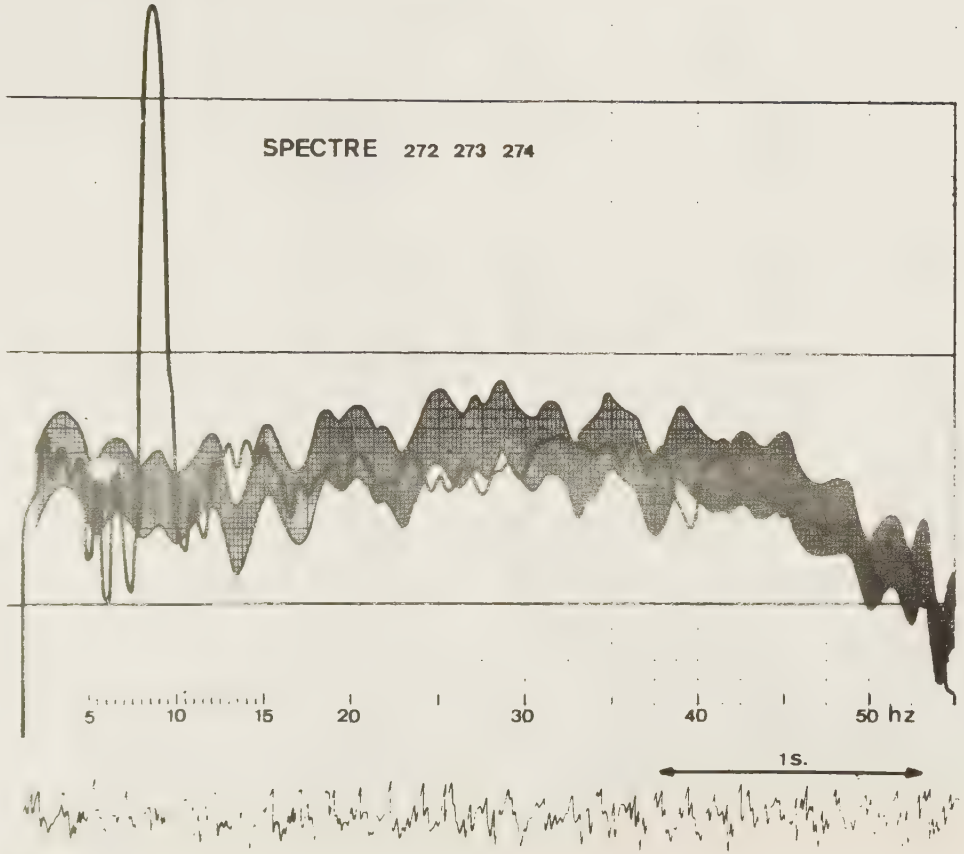
Br.+9 272 à 275 Tn :32s. Tm:1s.



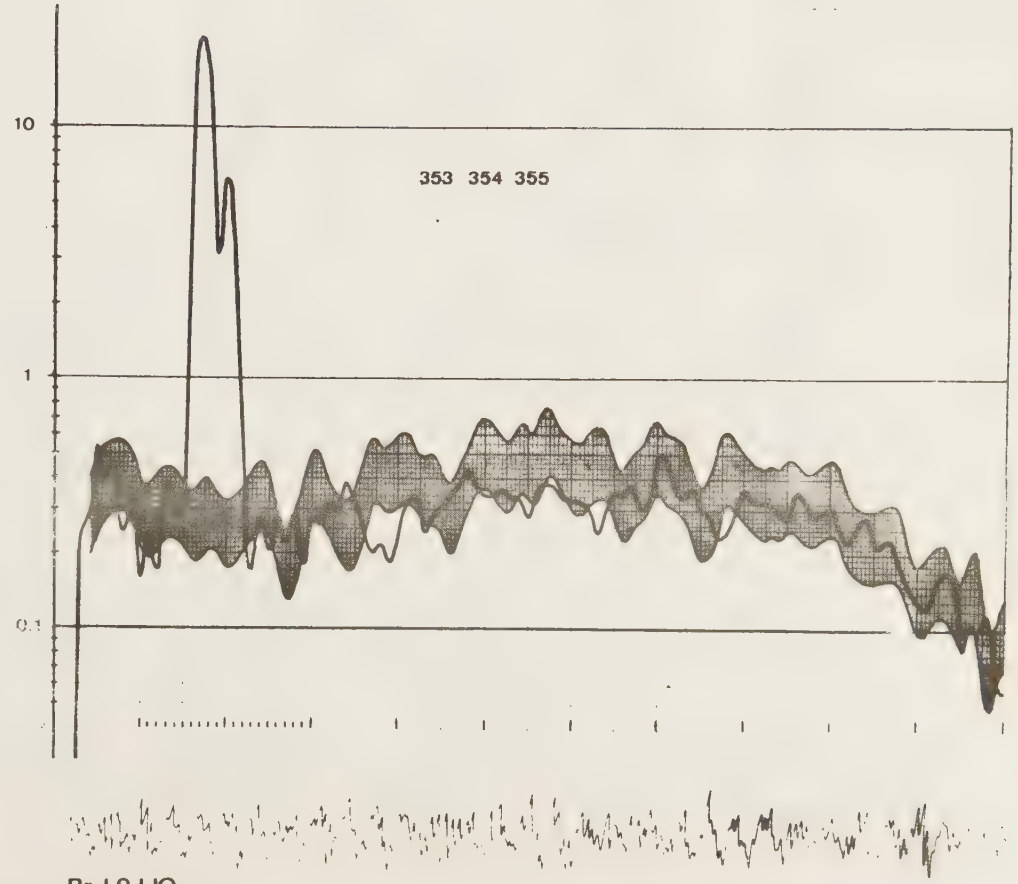

S4 42

Tn= 24s. Tm=1s. Fq=124

d°lib 48 bruit 90%




Br.+9




Br.+9+10

toutes les fréquences extérieures à la bande 9.11 Hz. La densité spectrale est de l'ordre de 0.3 $\mu v^2/s/Hz$ pour les fréquences appartenant au bruit, et le pic 10 Hz est égal à 7 $\mu v^2/s/Hz$.

Le graphique de gauche de la figure S442 représente une densité spectrale calculée dans la séquence "Bruit + 9 Hz" sur les blocs 272, 273 et 274. On a également représenté sur ce graphique les limites de confiance à 95% et 5% de la densité spectrale du bruit précédemment calculée sur les blocs 52, 53 et 54. On constate que l'amplitude du pic 9 Hz est égale à 22 $\mu v^2/s/Hz$ ce qui est bien conforme au protocole de l'enregistrement (l'amplitude du signal délivré par le générateur G2 avait été réglée de façon a être égale à 3 fois celle du signal delivré par le générateur G3). On constate également que les valeurs de densité spectrale correspondant aux fréquences extérieures à la bande 8.10 Hz sont homogènes avec celles relevées dans la séquence "Bruit".

Le graphique de droite de la figure S442 représente une densité spectrale calculée dans la séquence "Bruit + 9 + 10 Hz" sur les blocs 353, 354 et 355. Là également on a représenté sur le graphique les limites de confiance à 95% et 5% de la densité spectrale calculée sur les blocs 52, 53 et 54. Ces résultats sont parfaitement homogènes avec ceux des trois graphiques précédents.

Le graphique S443 représente une densité spectrale calculée dans la séquence "Bruit + 9 Hz" sur les blocs 272, 273, 274 et 275, soit sur un signal d'une durée de 32 secondes. La durée de correlation est encore égale à 1 seconde, ce qui correspond à une largeur de fenêtre spectrale égale à 1 Hz. Le nombre L de degrés de liberté du calcul de densité spectrale est cette fois égal à 64. On a également représenté sur ce graphique une densité spectrale calculée dans les mêmes conditions que les blocs 52, 53, 54 et 55 de la séquence bruit, ainsi que les limites de confiance à 95% et 5% de cette dernière fonction.

Ce graphique permet de mettre en évidence les oscillations parasites correspondant aux lobes latéraux de la fenêtre utilisée (voir graphique T03). On constate en effet que la largeur de la base de la fenêtre est égale à 2 Hz (bande 8.10 Hz) et que les pics des oscillations parasites se situent à des fréquences correspondant aux lobes de la fenêtre de Hamming de l'abaque T03.

## 9.2 - TRAITEMENT DE L'ENREGISTREMENT EEG S3

L'enregistrement S3 porte sur 3 voies EEG bipolaires d'un sujet adulte normal placé successivement dans 6 situations différentes. Les conditions d'enregistrement, l'échantillonnage et les traitements des signaux S3 se sont effectués dans des conditions identiques à celle du signal artificiel S4, tout au moins en ce qui concerne les 4 premières situations.

## 9.2.1 - CONSTITUTION DE L'ENREGISTREMENT S3

FIGURES S301 et S302

Date 25.06.68
Sujet masculin, 42 ans
Signaux 3 voies EEG bipolaires

piste 1 Frontale - Centrale Droite
piste 2 Pariéto - Occipitale Droite
piste 3 Pariéto - Occipitale Gauche

Enregistrement modulation de fréquence
vitesse 9.5 cm/s
Bande passante : 0-1250 Hz

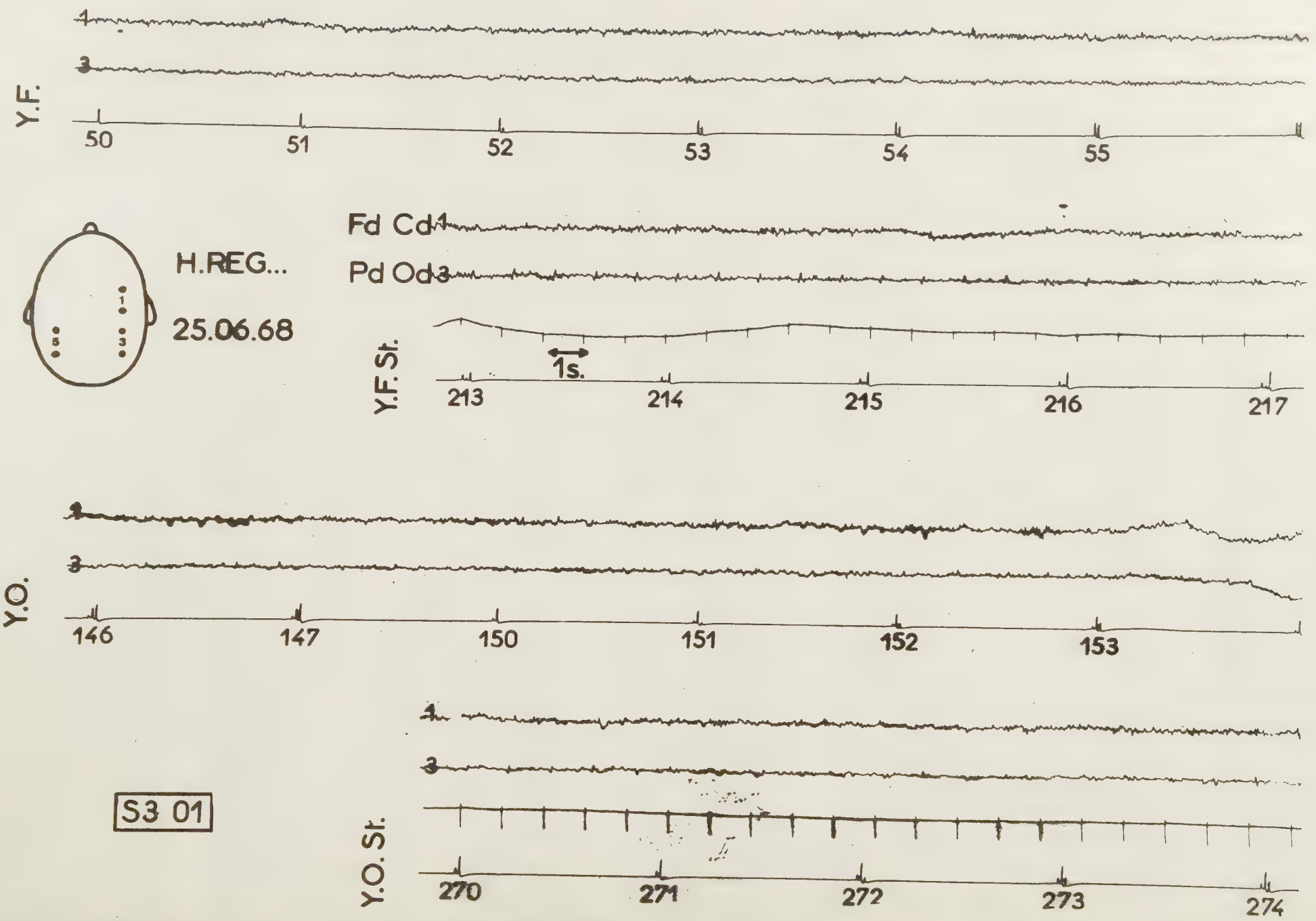
| Situation | Y. F. | Y. O. | YF St | YO St | YF Ev | YO Ev |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Période de stimulation (S.) | | | 1 | 1 | 2 | 2 |
| Stimulation par les numéros | | | non | non | oui | oui |
| Numéro début situation (oct.) | 26 | 102 | 212 | 257 | 370 | 545 |
| Numéro fin situation (octal) | 101 | 155 | 237 | 304 | 533 | 710 |
| Période de numérotation (S.) | 5 | 5 | 5 | 5 | 2 | 2 |
| Nombre de blocs numérotés | 44 | 44 | 22 | 22 | 100 | 100 |
| Durée totale de la situation (S.) | 220 | 220 | 110 | 110 | 200 | 200 |
| Fréquence d'échantillonnage (Hz) | 750 | 750 | 750 | 750 | 750 | 750 |
| Nombre de points par bloc | 3072 | 3072 | 3072 | 3072 | 768 | 768 |
| Durée d'un bloc (S.) | 4.1 | 4.1 | 4.1 | 4.1 | 1 | 1 |

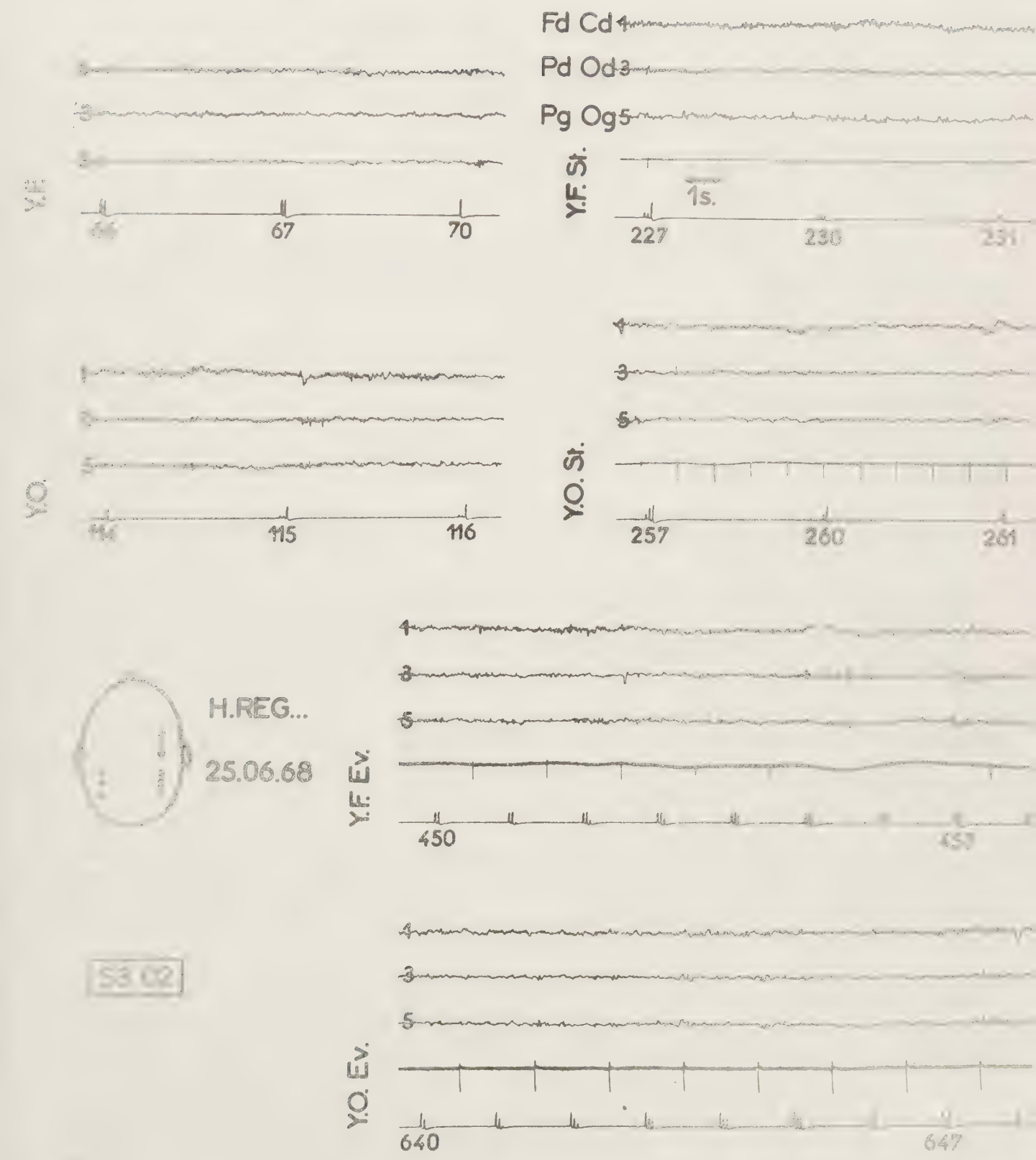
La figure S301 représente 4 portions de l'enregistrement S3 (pistes 1 et 3 uniquement) sur lesquelles ont été effectués des traitements analogues à ceux qui ont précédemment été décrits dans les paragraphes 9.1.2 et 9.1.4.

Ces portions sont les suivantes :

Situation Y.F. blocs 52, 53, 54 et 55
Situation Y.O. blocs 146, 147, 150 et 151
Situation Y.F.St. blocs 213, 214, 215 et 216
Situation Y.O.St. blocs 270, 271, 272 et 273

La figure S302 représente 6 portions de l'enregistrement S3 (pistes 1,3 et 5) sur lesquelles ont été effectués des traitements particuliers.


Y.F.
1
3
50
51
52
53
54
55
H.REG...
25.06.68
Fd Cd
Pd Od
1
3
Y.F. St.
1s.
213
214
215
216
217
Y.O.
1
3
146
147
150
151
152
153
S3 01
Y.O. St.
1
3
270
271
272
273
274


Fd Cd 1
Pd Od 3
Pg Og 5
Y.F. St.
1s.
227
230
231
Y.F.
67
70
Y.O. St.
257
260
261
Y.O.
115
116
H.REG...
25.06.68
Y.F. Ev.
450
S3 C2
Y.O. Ev.
640
647

Ces portions sont les suivantes :

| | |
|---|---|
| Situation Y.F. | blocs 66 et 67 |
| Situation Y.O. | blocs 114 et 115 |
| Situation Y.F.St. | blocs 227 et 230 |
| Situation Y.O.St. | blocs 257 et 260 |
| Situation Y.F.Ev. | blocs 450 à 457 |
| Situation Y.O.Ev. | blocs 640 à 647 |

9.2.2 - DENSITE DE PROBABILITE D'AMPLITUDE DES SIGNAUX S3

FIGURES S3201, S3202, S3203, S3204, S3211 et S3212
TABLEAU S316

Les pistes 1,3 et 5 des séquences YF, YO, YFSt. et YOSt. ont été traitées par le programme ROVETEST (paragraphe 7.1, listing P1). Les données du traitement sont les suivantes :

FQ = 744 NQ = 6144 H = 6 B = 22 KSI = 1 pour les séquences YF et YO.

FQ = 744 NQ = 6144 H = 6 B = 11 KSI = 1 pour les séquences YFSt. et YOSt.

Les mesures lues par le programme sont constituées de 2 blocs numérotés de 3072 points chacun. Après réduction de ces données par 6 chaque couple de blocs numérotés soumis au traitement ne contient plus que 1024 échantillons (N = NQ/H) et la cadence d'échantillonnage est ramenée à 124 Hz ( F = FQ/H), valeur parfaitement compatible avec la bande passante du signal EEG.

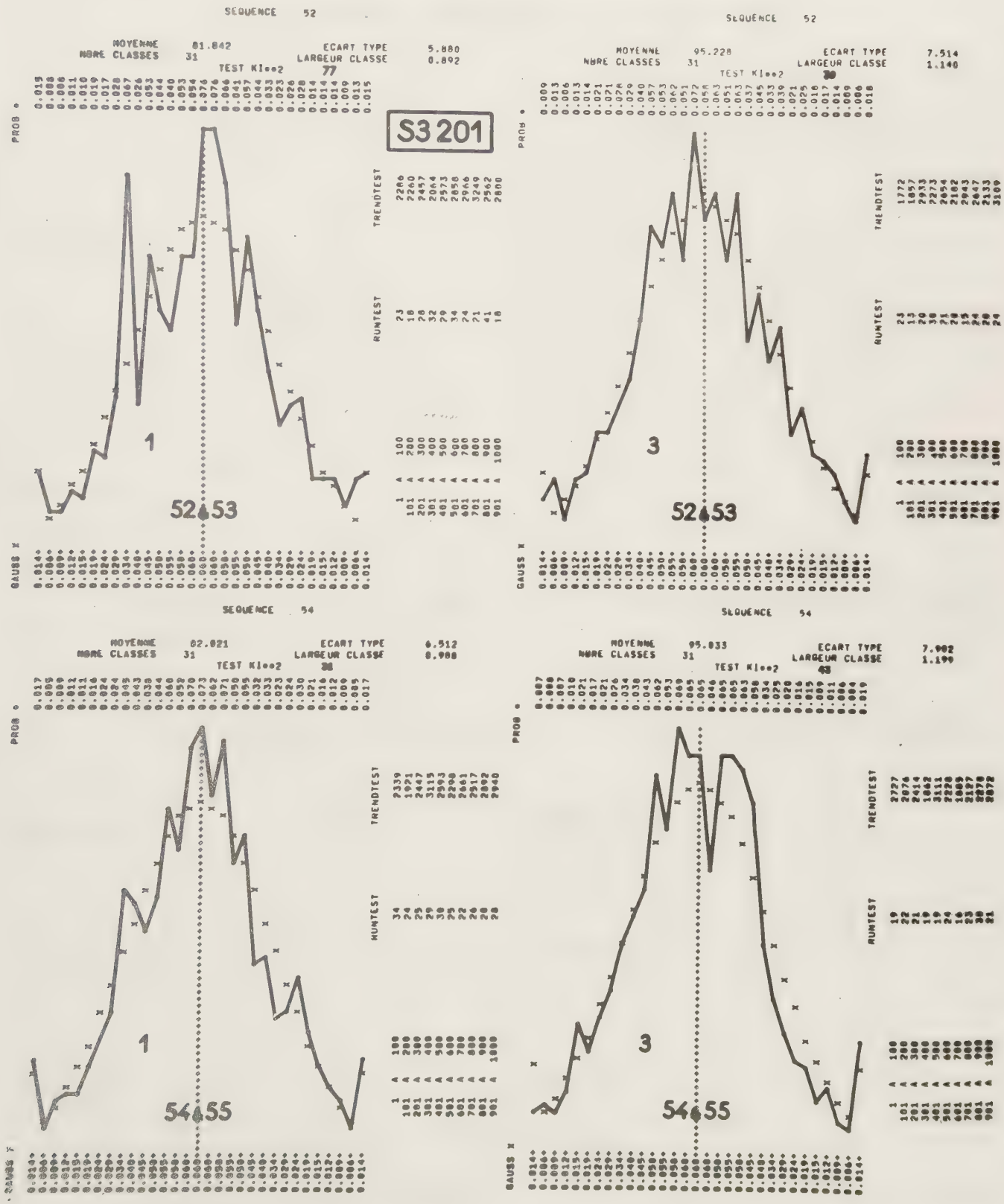
Les 1024 échantillons sont traités suivant une densité de probabilité d'amplitude de 31 classes. Le degré d'ajustement de cette fonction à une distribution gaussienne sera positif si le paramètre KI calculé par programme est inférieur ou égal à $\chi^2_{28,0.05}$ soit 42.

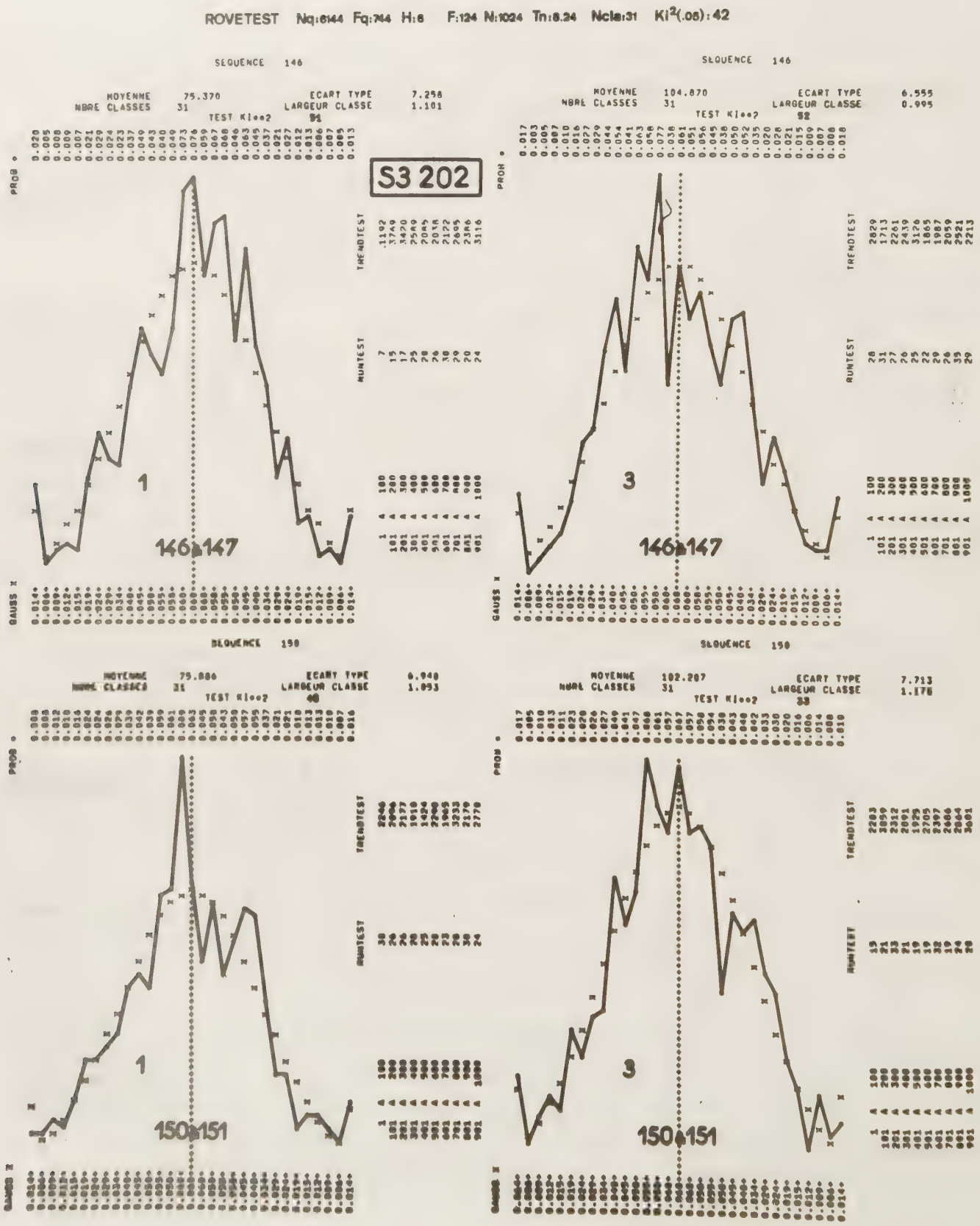
Les 1024 échantillons sont également soumis par groupes de 100 valeurs successives à un TRENDTEST et à un RUNTEST. Le TRENDTEST sera considéré comme positif si le résultat de ce test est compris entre 2145 et 2804, et le RUNTEST sera considéré comme positif si le résultat de ce test est compris entre 40 et 61 (paragraphes 6.5.1 et 6.5.2).

La figure S3201 représente les résultats du programme ROVETEST pour les pistes 1 et 3 et pour les couples de blocs 52 + 53 et 54 + 55. On constate que l'ajustement de la densité de probabilité d'amplitude à une distribution gaussienne est vérifié pour la période 52 + 53 sur la piste 3 (KI = 30) et pour la période 54 + 55 sur la piste 1 (KI = 31).

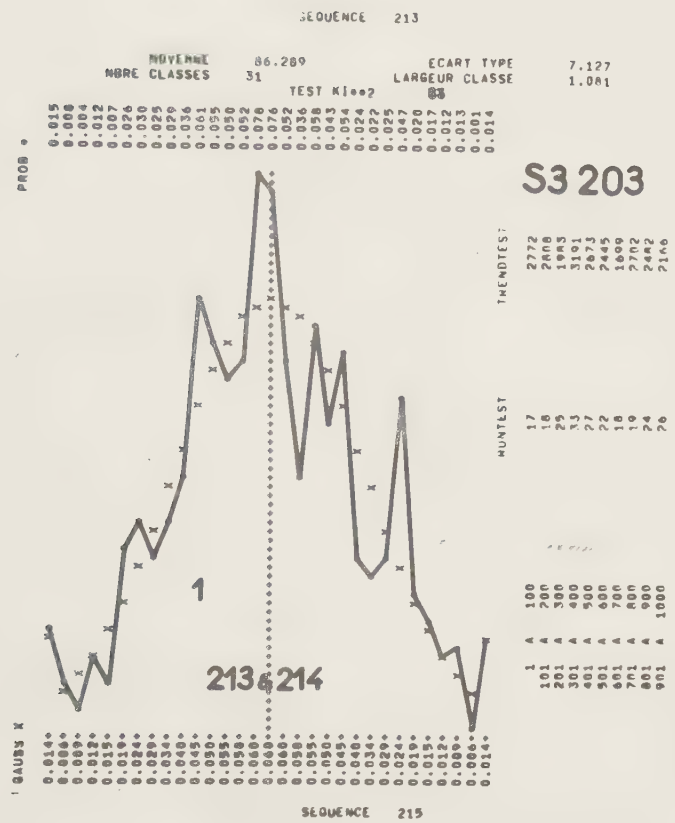
Le RUNTEST n'est jamais positif sur les signaux analysés. Quant au TRENDTEST il est positif 6 fois sur 10 pour la période 52 + 53 de la piste 1, 4 fois sur 10 pour la période 52 + 53 de la piste 3, 6 fois sur 10 pour la période 54 + 55 de la piste 1, 5 fois sur 10 pour la période 54 + 55 de la piste 3.

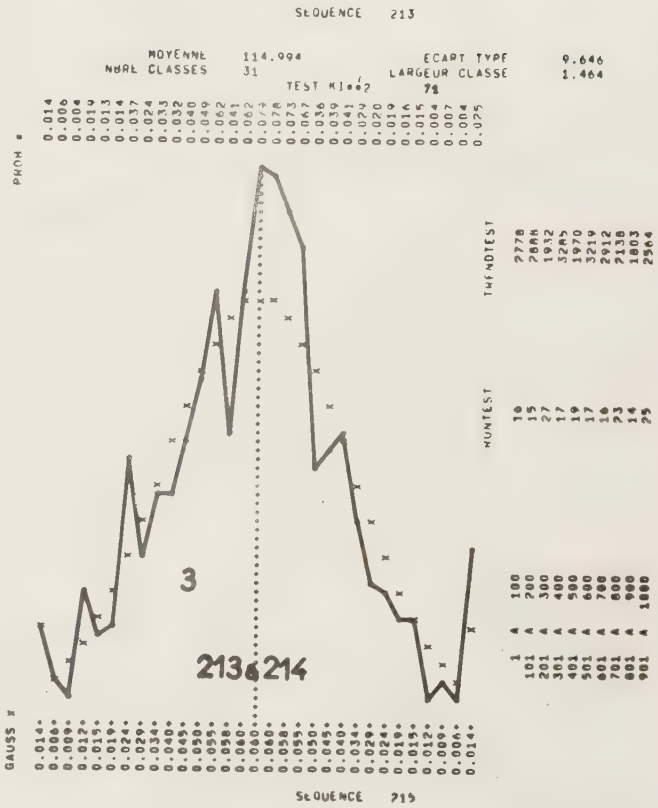
ROVETEST Nq:6144 Fo:744 H:6 F:124 N:1024 Tn:8.24 Ncls:31 $Ki^2(.05)$:42

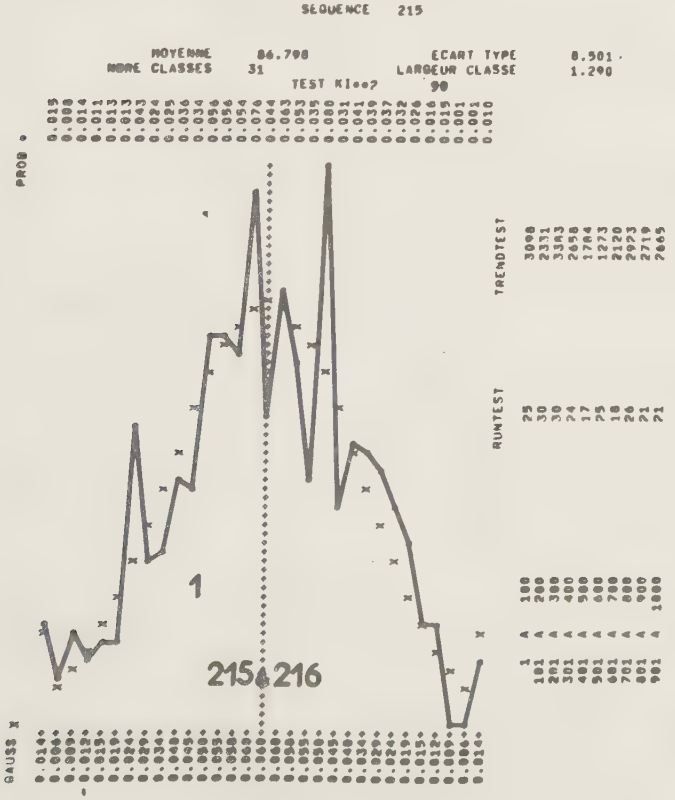


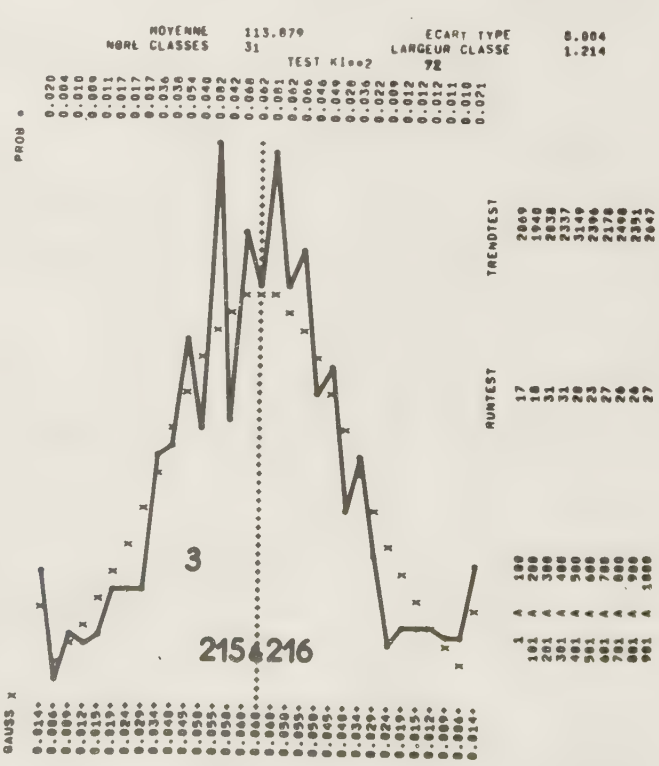

ROVETEST Nq:6144 Fq:744 H:6 F:124 N:1024 Tn:8.24 Ncls:31 Ki²(.08):42
SEQUENCE 146
MOYENNE 75.370
ECART TYPE 7.258
NBRE CLASSES 31
LARGEUR CLASSE 1.101
TEST Ki²=2 91
S3 202
1
146▶147
SEQUENCE 146
MOYENNE 104.870
ECART TYPE 6.555
NBRE CLASSES 31
LARGEUR CLASSE 0.995
TEST Ki²=2 92
3
146▶147
SEQUENCE 150
MOYENNE 79.886
ECART TYPE 6.948
NBRE CLASSES 31
LARGEUR CLASSE 1.093
TEST Ki²=2 46
1
150▶151
SEQUENCE 150
MOYENNE 102.207
ECART TYPE 7.713
NBRE CLASSES 31
LARGEUR CLASSE 1.178
TEST Ki²=2 38
3
150▶151

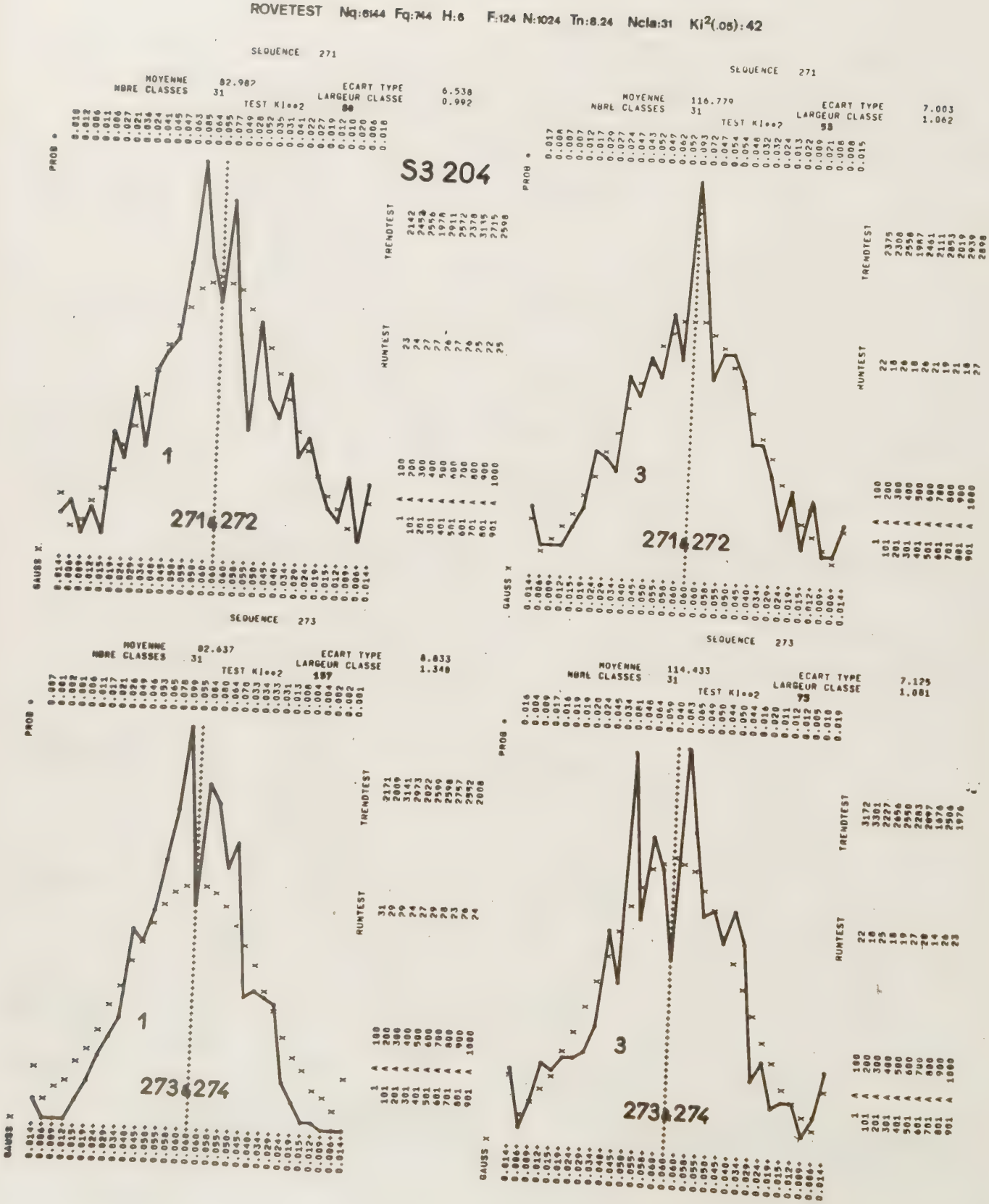
ROVETEST Nq:6144 Fq:744 H:6 F:124 N:1024 Tn:8.24 Ncls:31 $Ki^2(.05)$: 42

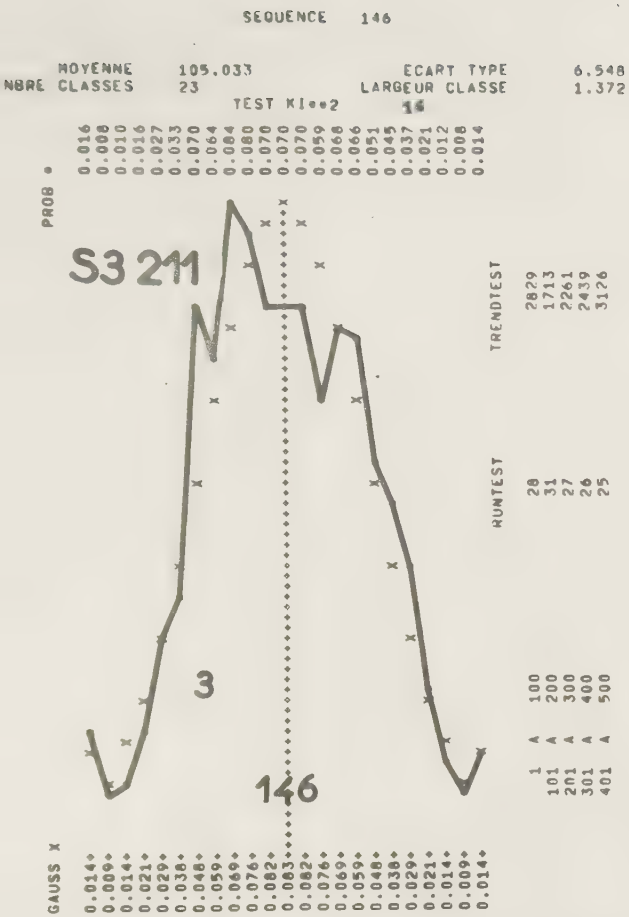


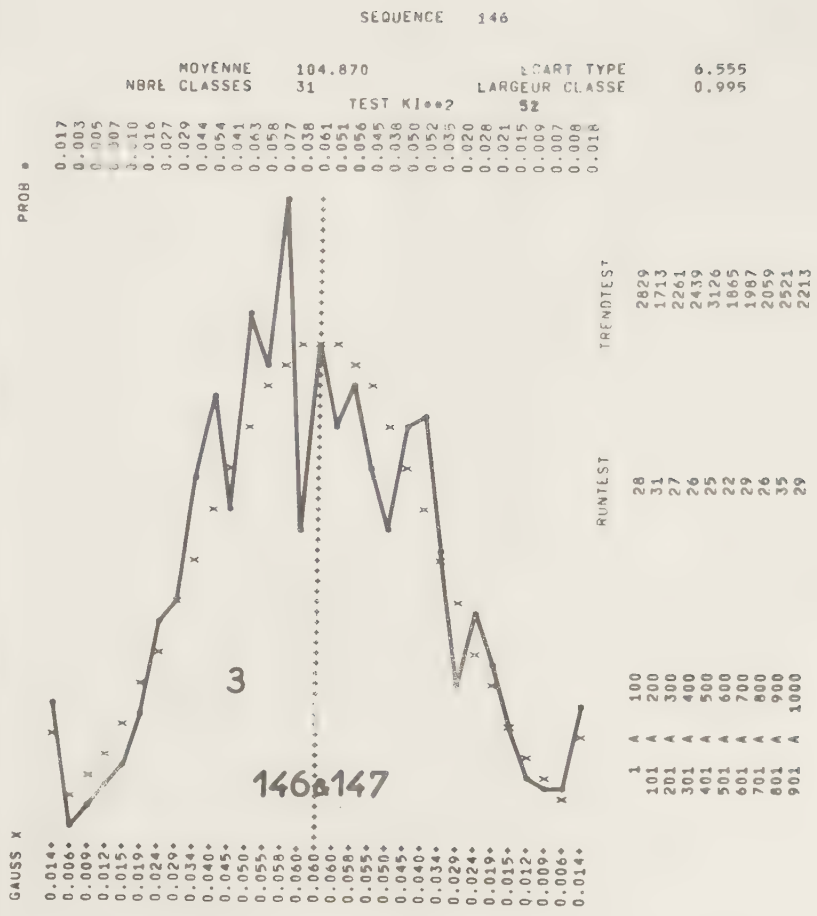




ROVETEST Nq:6144 Fq:744 H:6 F:124 N:1024 Tn:8.24 Ncla:31 Ki²(.05):42
SEQUENCE 271
MOYENNE 82.987
NBRE CLASSES 31
ECART TYPE 6.538
LARGEUR CLASSE 0.992
TEST Ki²=2 86
S3 204
TRENDTEST
RUNTEST
PROB •
GAUSS X
1
271+272
SEQUENCE 271
MOYENNE 116.779
NBRE CLASSES 31
ECART TYPE 7.003
LARGEUR CLASSE 1.062
TEST Ki²=2 58
3
271+272
SEQUENCE 273
MOYENNE 82.637
NBRE CLASSES 31
ECART TYPE 8.833
LARGEUR CLASSE 1.348
TEST Ki²=2 197
1
273+274
SEQUENCE 273
MOYENNE 114.433
NBRE CLASSES 31
ECART TYPE 7.125
LARGEUR CLASSE 1.081
TEST Ki²=2 73
3
273+274



N:512 Tn:4.12 Ncla:23 $KI^2(.05)$:32




N:1024 Tn:8.24 Ncla:31 $KI^2(.05)$:42

La figure S3202 représente les résultats du programme ROVETEST pour les pistes 1 et 3 et pour les couples de blocs 146 + 147 et 150 + 151, tous situés dans la séquence Y.O. On constate que l'ajustement de la densité de probabilité d'amplitude à une distribution gaussienne est uniquement vérifié pour la période 150 + 151 de la piste 3.

Cette fois encore on constate que le RUNTEST n'est jamais positif. Quant au TRENDTEST il est vérifié 3 fois sur 10 pour la période 146 + 147 de la piste 1, 4 fois sur 10 pour la période 146 + 147 de la piste 3, 5 fois sur 10 pour la période 150 + 151 de la piste 1, 5 fois sur 10 pour la période 150 + 151 de la piste 3.

La figure S3203 représente les résultats du programme ROVETEST pour les pistes 1 et 3 et pour les couples de blocs 213 + 214 et 215 + 216, tous situés dans la séquence YF.St. On constate que dans cette zone l'ajustement de la densité de probabilité d'amplitude à une distribution gaussienne n'est jamais vérifié.

La figure S3204 représente les résultats du programme ROVETEST pour les pistes 1 et 3 et pour les couples de blocs 271 + 272 et 273 + 274, tous situés dans la séquence YO.St. On constate là encore que l'ajustement à une distribution gaussienne des densités de probabilité d'amplitude n'est jamais vérifié.

Le programme ROVETEST a également été appliqué à des blocs d'un volume NQ de 3072 échantillons. Les données du programme étaient dans ces conditions :

FQ = 744 NQ = 3072 H = 6 B = 44 KSI = 1

Cette analyse a été effectuée dans les situations YF et YO.

Dans ces conditions le bloc réduit ne possède plus que 512 échantillons après réduction des données, et le classement de ces 512 échantillons s'effectue selon 23 classes. Le degré d'ajustement à une distribution gaussienne de la densité de probabilité d'amplitude ainsi obtenue s'effectuera en comparant le paramètre KI à $\chi^2_{20,0.05} = 32$.

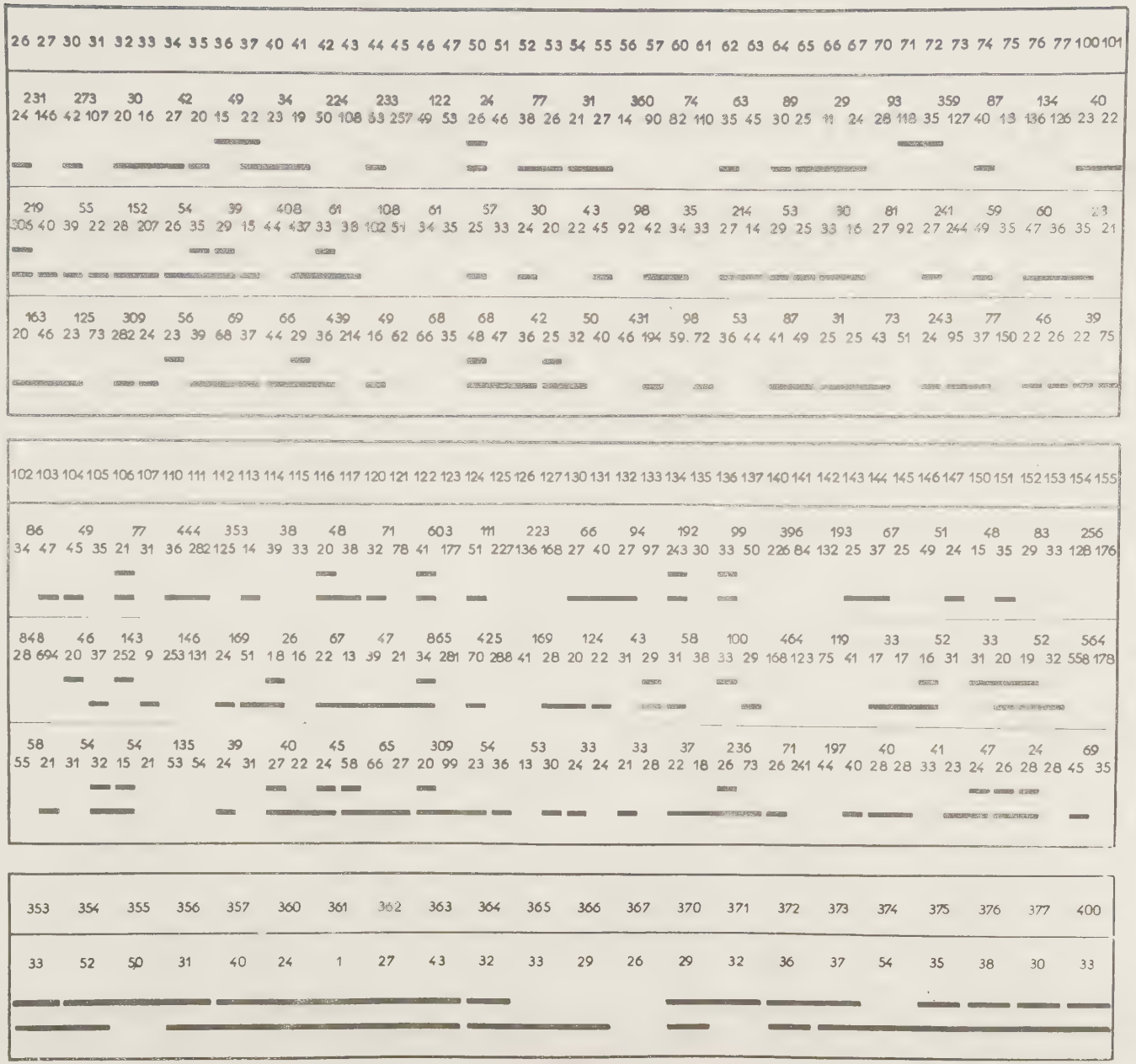
La figure S3211 représente les résultats du programme ROVETEST pour le bloc 146 de la piste 3, pour le bloc 147 de la piste 3 et pour le couple de blocs 146 + 147 de la piste 3. On constate que l'ajustement à une distribution gaussienne de la distribution de probabilité d'amplitude est vérifié dans le bloc 146 (KI = 16 $<$ 32) comme dans le bloc 147 (KI = 31 $<$ 32), mais qu'il n'est pas vérifié sur le couple de blocs 146 + 147 (KI = 52 $>$ 42). Cette situation paradoxale s'explique, comme on le verra par la suite, par une rupture de stationnarité du signal.

Le tableau S316 regroupe les résultats du traitement ROVETEST appliqué sur les pistes 1, 3 et 5 et pour les séquences 26 à 101 (yeux fermés YF) et 102 à 155 (yeux ouverts YO). Ces séquences ont par ailleurs donné lieu à une étude de stationnarité et à une analyse spectrale.

NUMEROS

Ajustement à Gauss 8.24s $ki^2$:42
4.12s. $ki^2$:32
Stationnarite Xmo
Stationnarite Pmx

S3 16



Pour chaque piste on trouve dans ce tableau la valeur du paramètre KI calculé sur des intervalles successifs de 2 blocs (8.24s.) et sur des intervalles successifs de 1 bloc (4.12s.). L'étude de la densité de probabilité d'amplitude sur des intervalles de faible durée permet en effet, comme on vient de le voir sur la figure S3211, de repérer plus finement les séquences où cette densité de probabilité peut être considérée comme gaussienne.

On constate que pour la situation YF (yeux fermés) constituée de 44 blocs numérotés de 26 à 101, la condition KI $\ll$ 32 est vérifiée 22 fois sur la piste 1, 17 fois sur la piste 3 et 13 fois sur la piste 5. Pour cette même séquence on constate que cette condition n'est vérifiée simultanément sur les 3 pistes que pour les blocs 34, 53, 54 et 67.

On constate que pour la séquence YO (yeux ouverts) constituée de 44 blocs numérotés 102 à 155 la condition KI $\ll$ 32 est vérifiée 13 fois sur la piste 1, 23 fois sur la piste 3 et 30 fois sur la piste 5. Sur cette même séquence on constate que cette condition n'est vérifiée simultanément sur les 3 pistes que pour les blocs 107, 116, 130, 132, 145, 147, 150 et 152.

D'une façon générale on voit donc que la densité de probabilité d'amplitude du signal EEG S3 ne peut être considérée comme gaussienne dans plus de la moitié des cas.

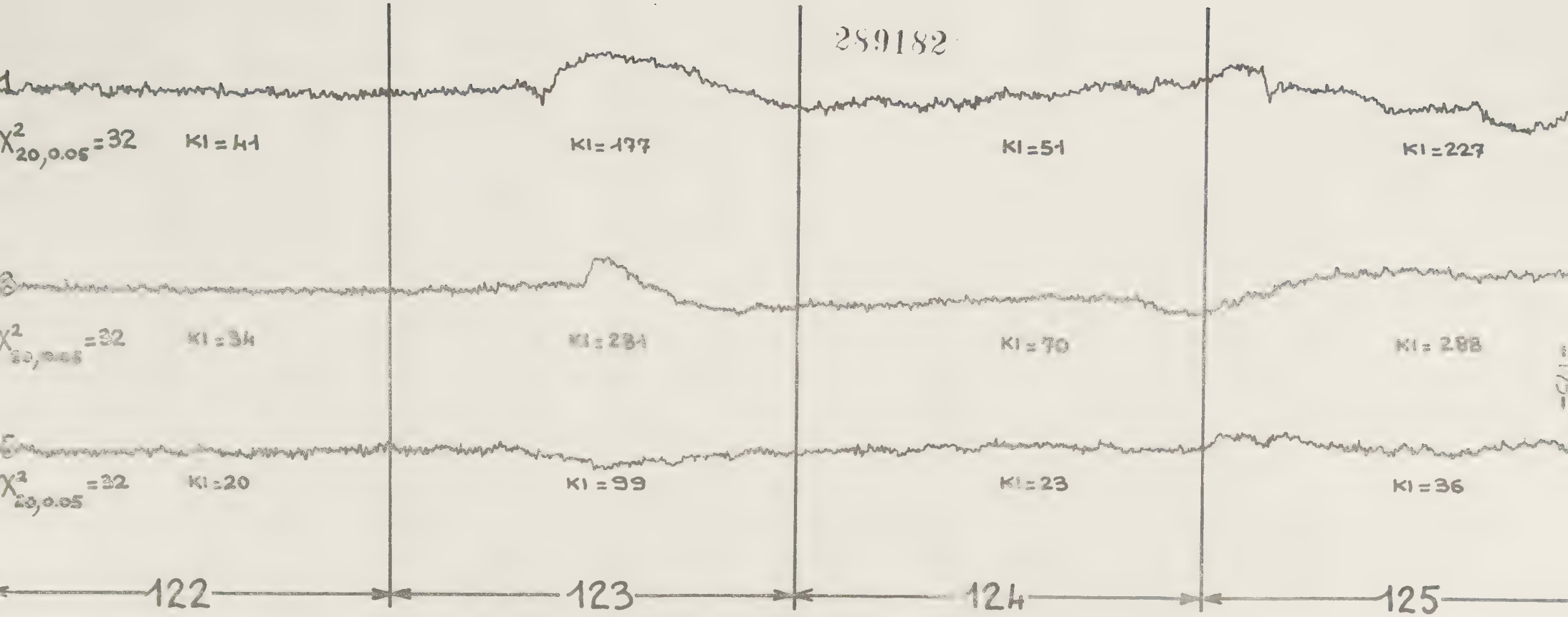
Certains écarts flagrants (KI = 288 par exemple pour le bloc 125 de la piste 3) peuvent cependant s'expliquer aisément : considérons sur la figure S3212, l'allure des signaux des 3 pistes pour la séquence 122 à 125. On constate visuellement que le tracé présente des artefacts de grande amplitude sur la piste 1 et la piste 3 aux numéros 123 et 125. L'analyse de la densité de probabilité d'amplitude des blocs correspondants indique une déviation importante par rapport à une distribution gaussienne (valeurs de KI supérieures à 200).

Or, un artefact est une brusque variation de la valeur moyenne du signal, variation qui a une influence directe sur la distribution d'amplitude de ce dernier. Des accidents du même type, non visible à l'oeil nu sur le tracé, peuvent entraîner des conséquences identiques : or ces modifications ne sont pas autre chose que des ruptures de stationnarité de la valeur moyenne du signal (ou de son écart type, ou des deux à la fois).

Afin de vérifier cette hypothèse nous avons signalé par des segments dans le tableau S316 (voir paragraphe 9.2.3) les blocs pour lesquels nous avions vérifié la stationnarité de la valeur moyenne du signal, et par un autre segment parallèle les blocs où la puissance moyenne (et donc l'écart type) du signal était stationnaire. Il est remarquable de constater que les rares zones où ces deux stationnarités sont vérifiées correspondent à celles où la densité de probabilité d'amplitude est la plus proche d'une distribution gaussienne (blocs 37, 50, 106 et 116 de la piste 1 par exemple).

Le signal EEG recueilli aux bornes d'une paire d'électrodes étant la résultante d'un grand nombre d'activités unitaires, il est normal que la densité de probabilité d'amplitude de ce signal présente un caractère gaussien. Mais cette propriété ne pourra être vérifiée que durant les périodes où le signal est stationnaire. Et nous verrons au paragraphe suivant que de tel-

289182




S3 212

les périodes sont relativement rares et de très courte durée.

On constate à la lecture des figures S3201, S3202, S3203 et S3204 que le résultat du RUNTEST n'est jamais significatif. Mais le RUNTEST est réalisé en prenant comme niveau de comparaison la moyenne de 100 échantillons (ce qui correspond à une durée de 0.8s environ) ; il est donc très sensible aux variations de ce niveau, notamment aux variations lentes, et nous pensons qu'il faut voir là la raison de son inefficacité.

Quant au TRENDTEST qui comme le test précédent est appliqué sur 10 séries successives de 100 valeurs chacune pour chaque bloc réduit de 1024 valeurs, il est significatif 6 fois sur 10 en moyenne. Là encore il convient d'être très prudent dans l'interprétation de ce test qui peut être perturbé par des fluctuations de la valeur moyenne du signal.

### 9.2.3 - TESTS DE STATIONNARITE DES SIGNAUX S3

FIGURES S311, S312, S313, S315 et S316
TABLEAU S316

Les pistes 1, 3 et 5 des séquences "yeux fermés" (44 blocs numérotés 26 à 101) et "yeux ouverts" (44 blocs numérotés 102 à 155) ont été traitées par le programme ROVESTATIOTEST (paragraphe 7.3, listing P3). Les données du traitement de chaque piste sont les suivantes :

LIB = 30 CONF = 0.9 STU = 1.7 QIG = 43.77 QIF = 18.49

FQ = 744 NQ = 3072 H = 6 B = 44 L = 8 NCLA = 19 KSI = 1

Après réduction des données chaque bloc ne contient plus que 512 échantillons (N = NQ/H) et la cadence d'échantillonnage est ramenée à 124 Hz (F = FQ/H).

Chaque bloc réduit de 512 échantillons est divisé en 8 segments. Chacun de ces segments possède donc 64 échantillons (NO = N/L) et sa durée est égale à 0.5s (TMO = (NO - 1)/F). Si l'on fixe à 30 Hz la valeur de la bande passante du signal on constate que le nombre de degrés de liberté de chaque segment est égal à 30 (LIB = 2 x 0.5 x 30).

Dans chacun de ces segments on calcule une estimation XMO de la valeur moyenne, et une estimation PMX de la puissance moyenne.

Les limites de confiance de ces estimations obéissent aux relations :

$$XMO - STU\sqrt{PMX/LIB} < XMO < XMO + STU\sqrt{PMX/LIB}$$

$$PMX.LIB/QIG < PMX < PMX.LIB/QIF$$

Pour un niveau de confiance de 90%, les paramètres introduits dans le programme sont :

$$t_{30,0.05} = t_{30,0.95} = STU = 1.7$$

$$\chi^2_{30,0.05} = QIG = 43.77$$

$$\chi^2_{30,0.95} = QIF = 18.49$$

Les 44 blocs donnent naissance à 352 (44 x 8) estimations XMO et 352 estimations PMX. Chacune de ces deux séries est éditée sous forme d'un graphique où chaque estimation est représentée par un segment correspondant à l'intervalle de confiance à 90% de la valeur calculée.

Pour une zone donnée du signal on considèrera que la valeur moyenne XMO est stationnaire si 7 segments au moins sur 8 possèdent une valeur commune. Le même raisonnement est appliqué à la puissance moyenne PMX.

La figure S311 représente l'historique de l'évolution de la valeur moyenne et de la puissance moyenne du signal de la piste 1 pour les blocs 50, 51, 53, 53, 54 et 55 (Situation YF) et pour les blocs 146, 147, 150, 151, 152 et 153 (Situation YO).

La figure S312 concerne l'historique de la piste 3 dans les mêmes conditions.

La figure S313 représente l'historique de la piste 5 dans les mêmes conditions.

Dans ces 3 figures les zones de stationnarité ont été représentées en pointillé sur les graphiques correspondants.

On constate à la lecture de la figure S311 que le signal de la piste 1 possède une valeur moyenne qui n'est stationnaire que dans le bloc 50, et une puissance moyenne stationnaire dans les blocs 50, 52 + 53, 54 + 55, 147, 151 et 153.

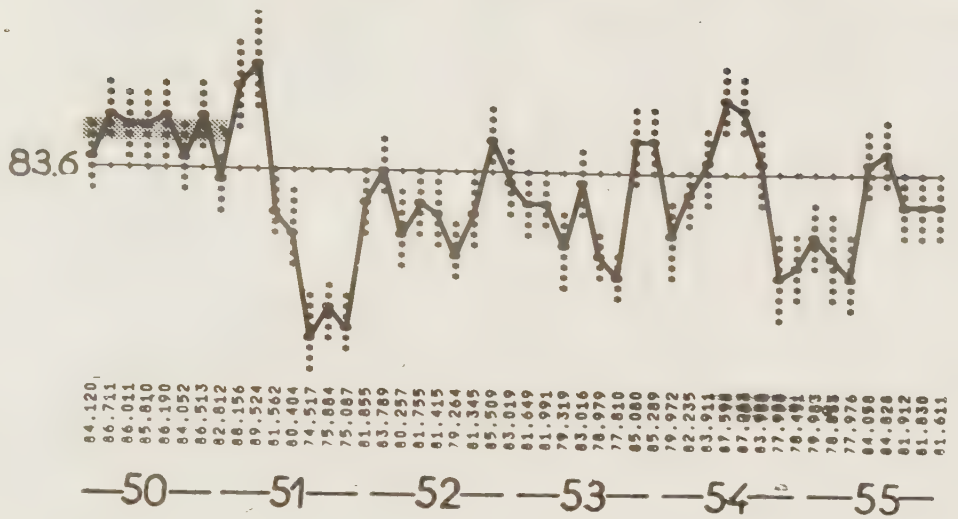
On constate sur la figure S312 que la valeur moyenne du signal de la piste 3 est stationnaire pour les blocs 146 et 150, alors que la puissance moyenne de ce même signal est stationnaire dans les blocs 50, 52, 55, 146, 150, 151 et 152 + 153.

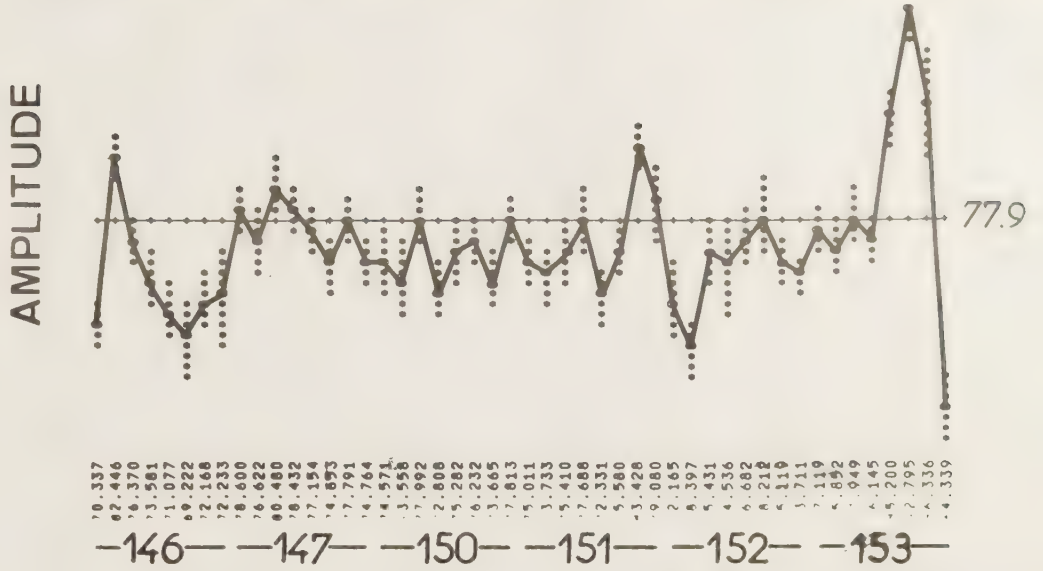
La lecture de la figure S313 nous permet de constater que la valeur moyenne de la piste 5 est stationnaire dans les blocs 50, 53, 150, 151 et 152, et que la puissance moyenne est stationnaire dans les blocs 50 + 51 + 52, 53 + 54, 147 + 150 et 151 + 152.

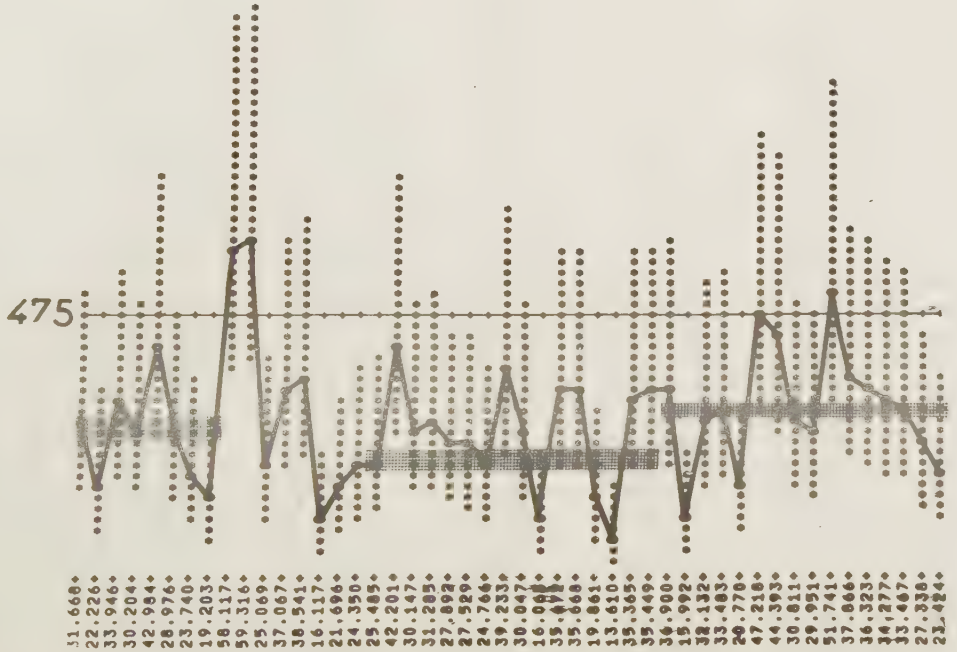
La figure S315 donne un aperçu de l'évolution de la valeur moyenne et de la puissance moyenne du signal de la piste 3 durant 18 blocs de la situation "yeux fermés" (blocs 26 à 47) : on notera les importantes ruptures de stationnarité présentées par la valeur moyenne du signal.

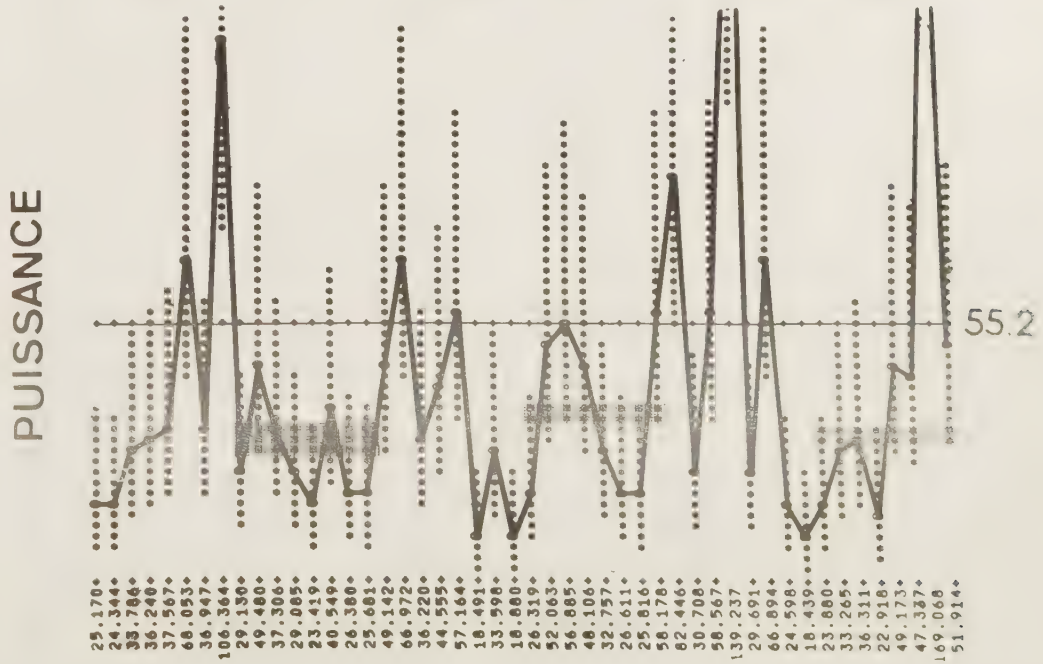
Les résultats des études de stationnarité des pistes 1, 3 et 5, en situation "yeux fermés" (44 blocs numérotés 26 à 101) et en situation "yeux ouverts" (44 blocs numérotés 102 à 155) sont regroupés dans le tableau S316. Ce tableau contient déjà, ainsi qu'on l'a vu au paragraphe 9.1.3, les résultats de l'analyse de stationnarité du signal S4 (22 blocs numérotés 353

S3 11 Piste 1 ROVESTATIOTEST Fq:744 H:6 F:124 N:64 Tn:0.5 Bp:30 Lib:30 Conf:0.9

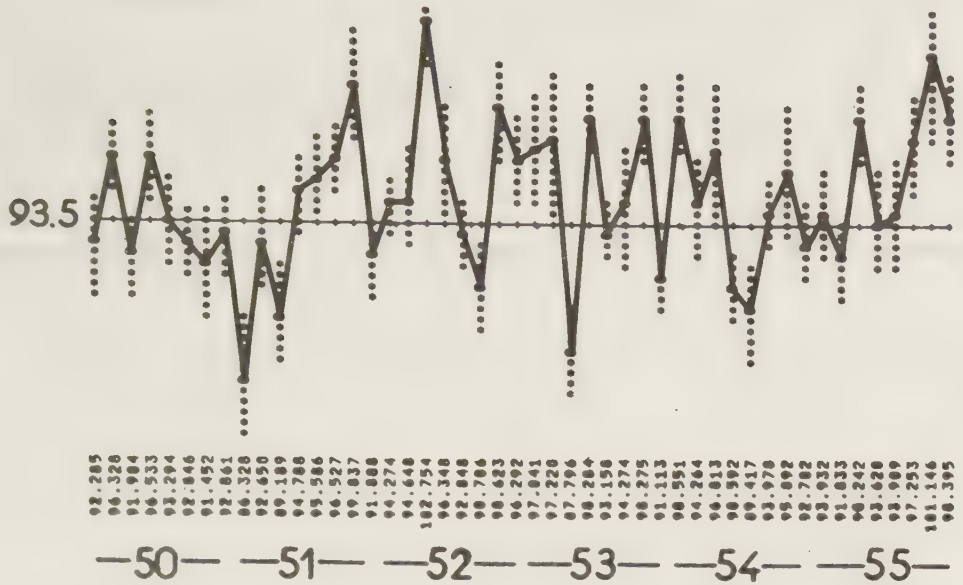


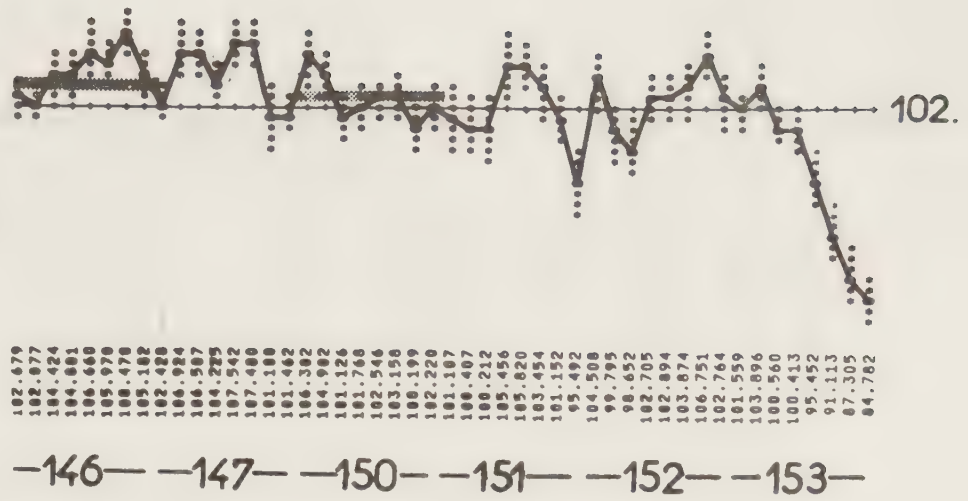



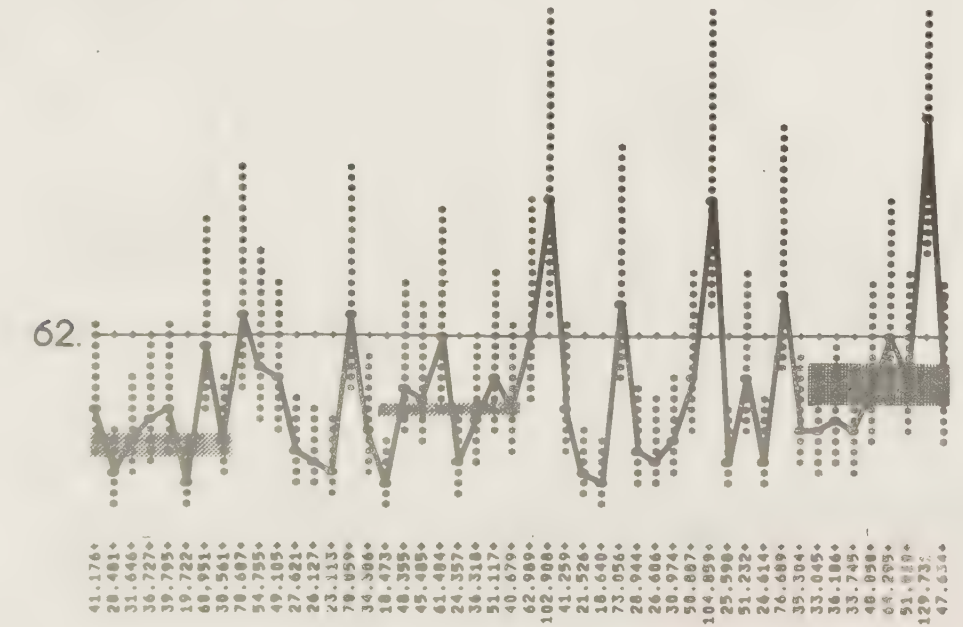



S3 12 Piste 3 ROVESTATIOTEST Fq:744 H:6 F:124 N:64 Tn:0.5 Bp:30 Lib:30 Conf:0.9

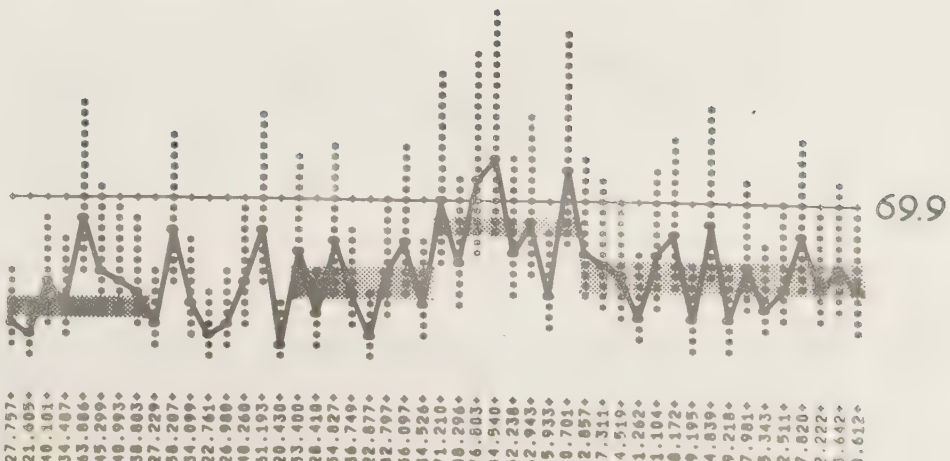



AMPLITUDE

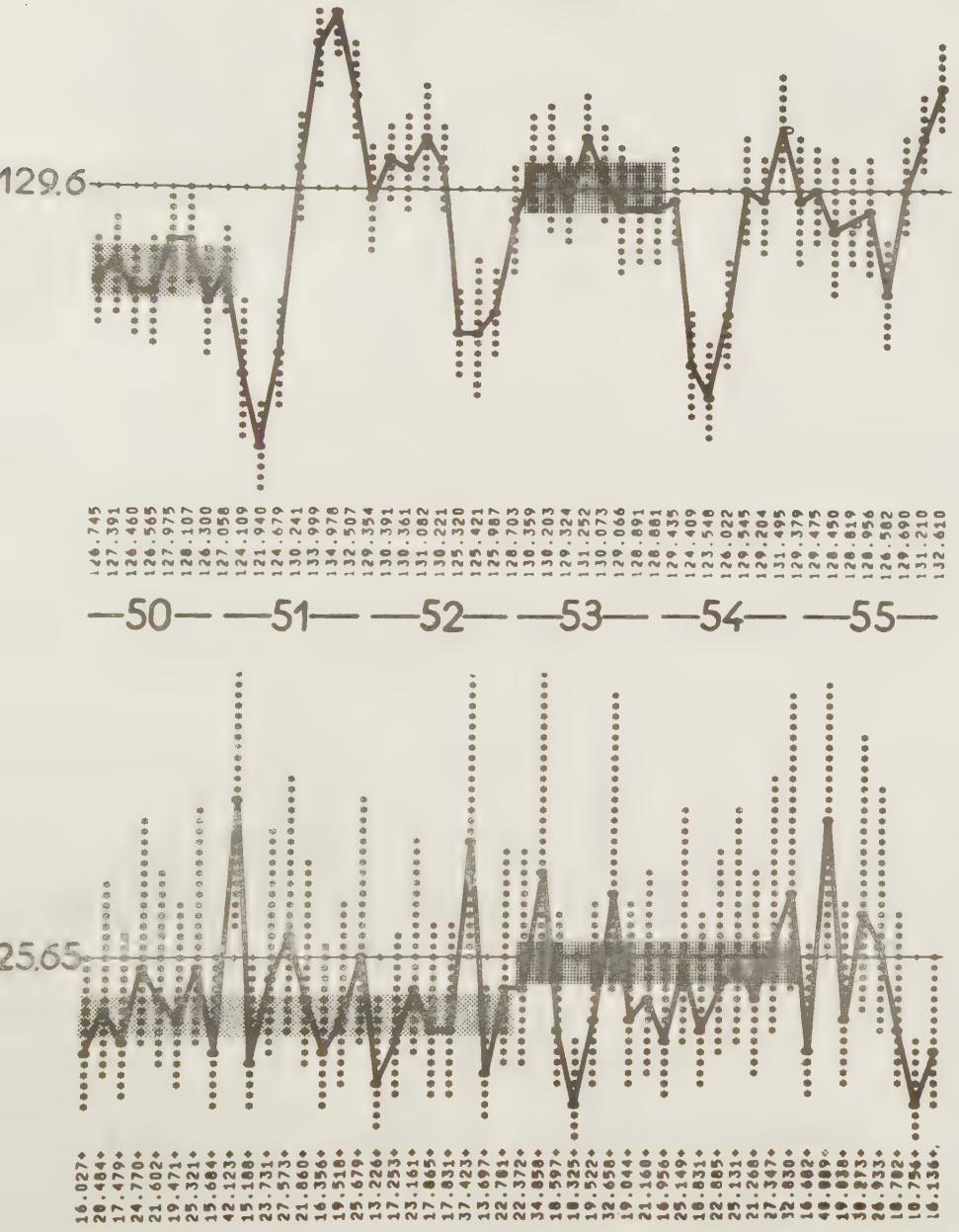


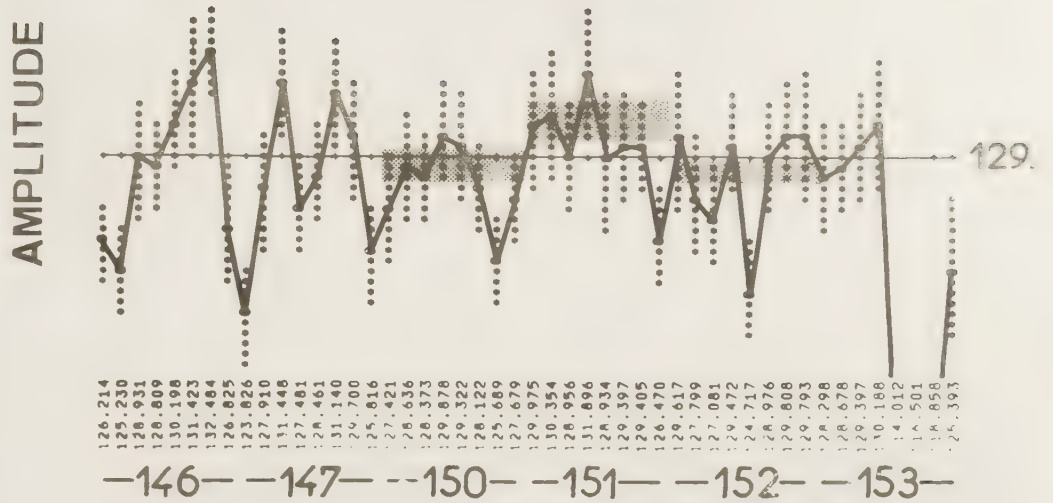

PUISSANCE



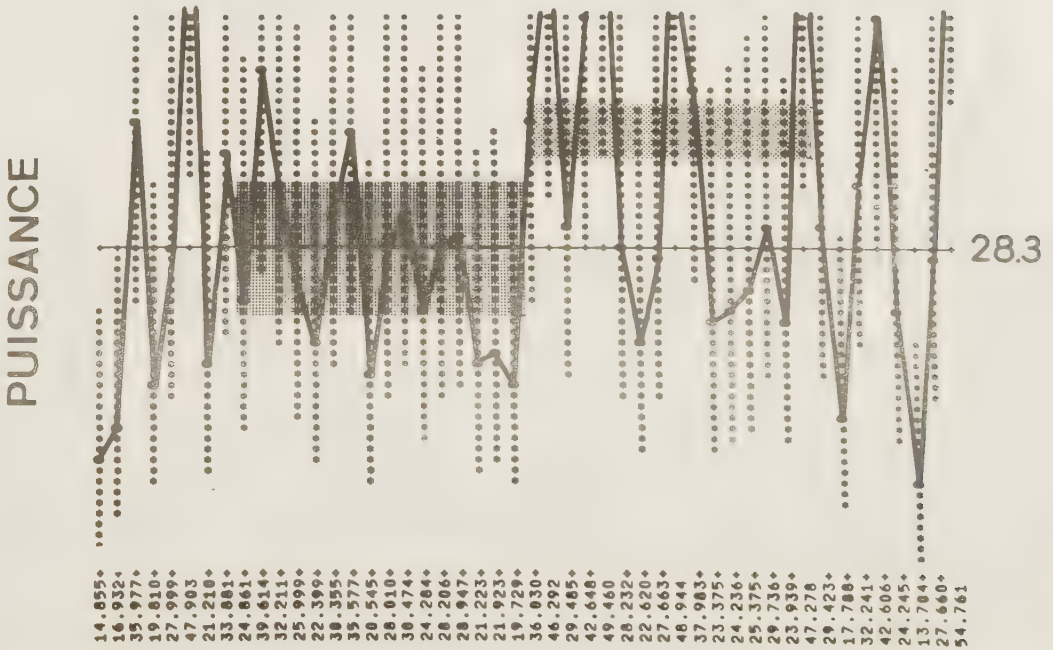
S3 13 Piste 5 ROVESTATIOTEST Fq:744 H:6 F:124 N:64 Tn:0.5 Bp:30 Lib:30 Conf:0.9




AMPLITUDE




PUISSANCE



S315 Piste 3 Y.F. ROVESTATIOTEST Fq:744 H:6 F:124 N:64 Tn:0.5 Bp:30 Lib:30 Conf:0.9

PUISSANCE



AMPLITUDE

à 400) représentés suivant la même échelle des temps.

Pour chacune des 3 pistes analysées on a indiqué par des segments horizontaux les zones dans lesquelles XMO est stationnaire (ligne supérieure) et celles dans lesquelles PMX est stationnaire (ligne inférieure).

On constate à la lecture de ce tableau que pour la situation "yeux fermés" (44 blocs numérotés 26 à 101) la stationnarité de la valeur moyenne est vérifiée sur 5 blocs dans la piste 1, 4 blocs dans la piste 3 et 4 blocs dans la piste 5. Dans la même situation la stationnarité de la puissance moyenne est vérifiée sur 23 blocs de la piste 1, 29 blocs de la piste 3 et 31 blocs de la piste 5.

En ce qui concerne la situation "yeux ouverts" (44 blocs numérotés 102 à 155), la stationnarité de la valeur moyenne est assurée sur 5 blocs de la piste 1, 10 blocs de la piste 3 et 10 blocs de la piste 5, alors que la stationnarité de la puissance moyenne est assurée sur 20 blocs de la piste 1, 23 blocs de la piste 3 et 30 blocs de la piste 5.

On constate que la stationnarité de la valeur moyenne est vérifiée environ 4 fois moins souvent que celle de la puissance moyenne.

On constate enfin que les 3 pistes ne sont presque jamais complètement stationnaires en même temps : la seule exception concerne le bloc 122.

Enfin il est remarquable de constater que les rares zones dans lesquelles la stationnarité de la valeur moyenne et celle de la puissance moyenne sont simultanément vérifiées correspondent aux zones où la densité de probabilité d'amplitude est la plus proche d'une distribution gaussienne. Cette remarque pourra par exemple être vérifiée sur les blocs 37, 50, 106 et 116 de la piste 1.

Les résultats de l'étude de stationnarité effectuée sur 6 séquences de 44 blocs (YF piste 1, YF piste 3, YF piste 5, YO piste 1, YO piste 3, YO piste 5) de l'enregistrement S3 ont été également résumés sur la figure S316. On a regroupé sur cette figure, pour chacune des séquences analysées, les distributions de probabilité d'amplitude des 352 estimations XMO et des 352 estimations PMX obtenues en traitant 44 blocs consécutifs. Les distributions XMO ont été effectuées sur 19 classes et celles de PMX sur 24 classes. Nous avons indiqué sur chacune des distributions la valeur moyenne de la série d'estimations analysée, son écart type (s) et la largeur des classes (c). Nous avons également indiqué sur les distributions des estimations PMX la valeur du milieu de la classe contenant la probabilité la plus élevée.

Si le signal étudié était parfaitement stationnaire et gaussien la valeur moyenne de ce signal serait égale à la moyenne des 352 estimations XMO. Dans les mêmes conditions la puissance moyenne $\sigma^2$ serait égale au mode de la distribution des estimations PMX.

Dans ces conditions les limites de confiance de correspondant à un niveau de confiance de 80% seraient :

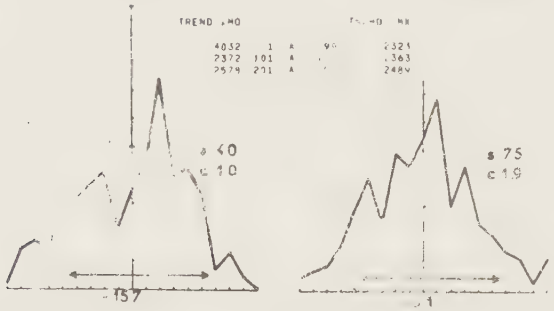
$\Pi - t_{30,0.9}\sqrt{\sigma^2/30}$ et $\Pi + t_{30,0.1}\sqrt{\sigma^2/30}$

DISTRIBUTIONS DE 352 VALEURS MOYENNES AMPLITUDE ET PUISSANCE

Bruit+9+10 353à400 F:124 N:64 Tn:0.5 Bp:60 Lib:60

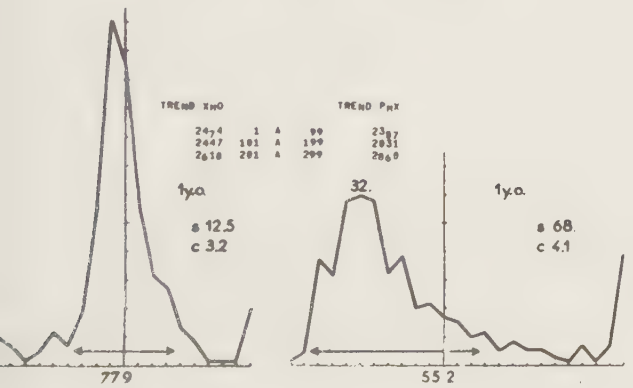
AMPLITUDE PUISSANCE

S3 16



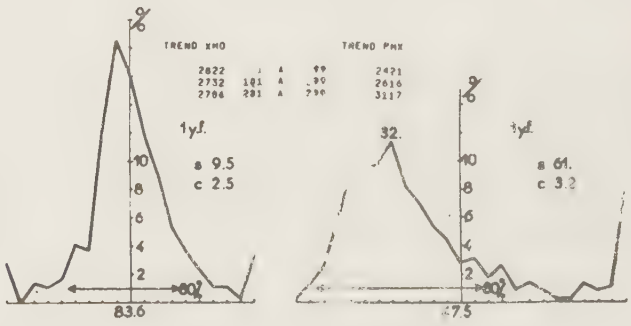

Y.O. 26à101 F:124 N:64 Tn:0.5 Bp:30 Lib:30

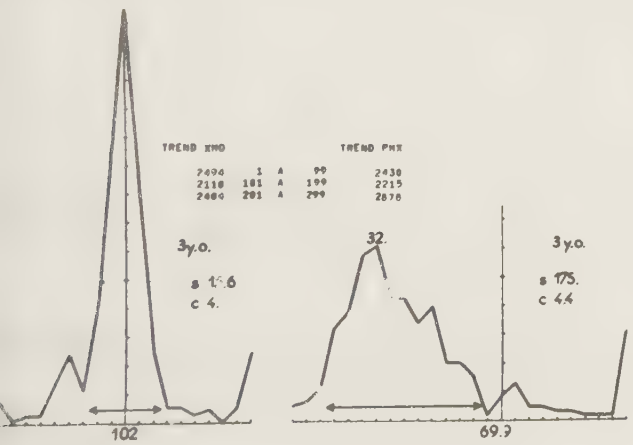
AMPLITUDE PUISSANCE

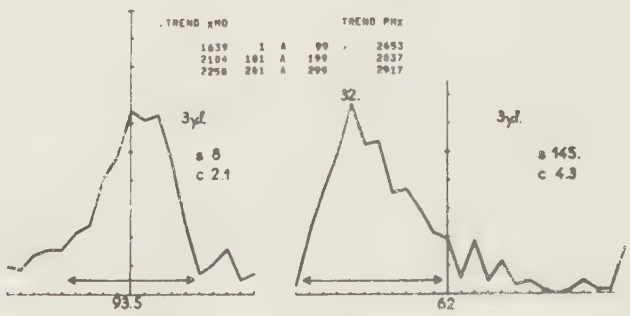


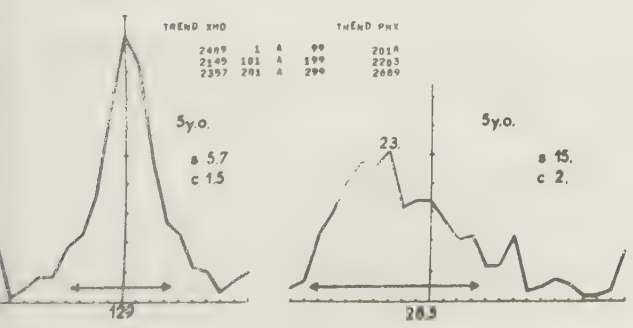

Y.F 102à155 F:124 N:64 Tn:0.5 Bp:30 Lib:30

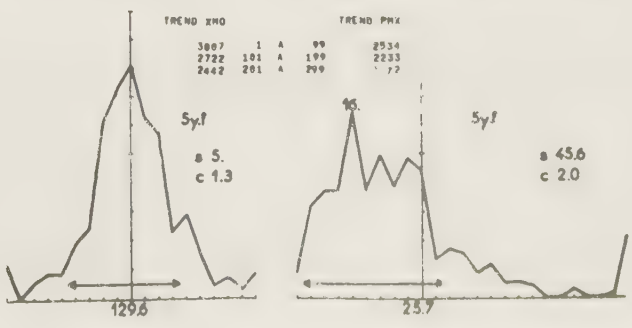
AMPLITUDE PUISSANCE



La largeur de l'intervalle de confiance serait donc égale à :

$$2\, t_{30,0.9}\sqrt{\sigma^2/30} \;=\; 2{,}62\sqrt{\sigma^2/30}$$

Un raisonnement analogue peut s'appliquer à la puissance moyenne. Si le signal étudié était parfaitement stationnaire et gaussien les limites de confiance de $\sigma^2$ pour un niveau de confiance de 80% seraient :

$$\sigma^2\left({}^{30}/\chi^2_{30,0.9} - {}^{30}/\chi^2_{30,0.1}\right) = \sigma^2(1.45 - 0.75) = 0.7\sigma^2$$

Ces intervalles théoriques pourront être comparés aux intervalles réels sur les courbes de la figure S3.16. Ces comparaisons peuvent être résumées selon le tableau suivant.

| SITUATION | YF | YF | YF | YO | YO | YO |
|---|---|---|---|---|---|---|
| PISTE | 1 | 3 | 5 | 1 | 3 | 5 |
| $\sigma$ | 83.6 | 93.5 | 129.6 | 77.9 | 102 | 129 |
| $\sigma^2$ | 32 | 32 | 16 | 32 | 32 | 23 |
| $2.62\ (\sigma^2/30)^{1/2}$ | 2.72 | 2.72 | 1.92 | 2.72 | 2.72 | 2.18 |
| $XMO_{0.9} - XMO_{0.1}$ | 22 | 20 | 10.5 | 17.5 | I8.9 | 9.1 |
| $0.7\sigma^2$ | 22.4 | 22.4 | 11.2 | 22.4 | 22.4 | 16 |
| $PMX_{0.9} - PMX_{0.1}$ | 49 | 59 | 24 | 38 | 43 | 20 |

Nous constatons que dans tous les cas, et aussi bien pour les séries XMO que pour les séries PMX, l'intervalle de confiance à 80% lu sur les graphiques est largement supérieur à l'intervalle théorique correspondant à l'hypothèse de stationnarité.

### 9.2.4 - ANALYSE DE DENSITE SPECTRALE ET DE COHERENCE DES SITUATIONS YF, YO, YFSt. et YOSt. DE L'ENREGISTREMENT S3

FIGURES S3401, S3402, S3403

Nous avons traité successivement à l'aide des programmes SPECTROVE (listing P7, paragraphe 7.7) et CROSSROVE (listing P8, paragraphe 7.8) les signaux des pistes 1 et 3 durant les périodes suivantes :

Blocs 52, 53, 54 et 55 — appartenant à la séquence YF
Blocs 146, 147, 150 et 151 — appartenant à la séquence YO
Blocs 213, 214, 215 et 216 — appartenant à la séquence YFSt.
Blocs 270, 271, 272 et 273 — appartenant à la séquence YOSt.

Les données introduites dans le programme SPECTROVE pour chacun des traitements étaient les suivantes :

FQ = 744 NQ = 12288 H = 6 M = 125 B = 1

Les données du programme CROSSROVE étaient identiques.

Après réduction des données la réalisation de signal traitée ne contient plus que 2048 données (N = NQ/H) et la cadence d'échantillonnage est ramenée à 124 Hz (F = FQ/H). La durée de la réalisation traitée est égale à 16.5s.

La durée Tm de la fonction d'autocorrelation calculée par le programme SPECTROVE est égale à 1s. En conséquence la largeur de la fenêtre spectrale obtenue par un lissage de Hamming est approximativement égale à 1 Hz (1/Tm). Enfin la définition de la densité spectrale calculée par le programme est égale à 0.5 Hz (1/2 Tm).

Par suite de la durée limitée (Tn = 16.5s) des réalisations traitées les résultats spectraux (densité spectrale ou cohérence) obtenus dans chaque bande de fréquence seront des estimations dont le nombre de degrés de liberté est égal à 32 (L = 2 Tn/Tm).

En ce qui concerne la densité spectrale la quantité $L.G(f)/\Psi(f)$, où $G(f)$ est l'estimation et $\Psi(f)$ la valeur réelle, obéit à une distribution du $\chi^2$ possédant L degrés de liberté. Cette distribution ne sera un modèle convenable qu'à la condition que le signal traité soit stationnaire au second ordre, qu'il possède une distribution d'amplitude gaussienne et que son spectre ne présente pas de variations brusques dans des intervalles de fréquence d'une largeur inférieure à celle de la fenêtre.

Dans ces conditions les limites de confiance de G (f) correspondant à un niveau de confiance de 80% seront égales à :

$G(f) \cdot L/\chi^2_{L,0.9}$ et $G(f) \cdot L/\chi^2_{L,0.1}$ avec :

$32/\chi^2_{32,0.9} = 1.44$ et $32/\chi^2_{32,0.1} = 0.75$

(Valeurs lues sur l'abaque T01).

En ce qui concerne les cohérences nous pourrons critiquer les estimations calculées, en utilisant les abaques T02 (paragraphe 5.10.3). L'abaque utilisée est celle de la figure centrale qui correspond à un niveau de confiance de 80%.

La figure S3401 permet de comparer les densités spectrales de la piste 1 et de la piste 3, ainsi que la fonction de cohérence entre ces deux pistes, pour les situations "yeux fermés" et "yeux ouverts".

On a représenté en traits pleins les densités spectrales en situation YF ainsi que les limites de confiance à 10% et 90% de ces densités spectrales. On a tracé en traits interrompus les densités spectrales en situation YO. Quant aux cohérences nous n'avons tracé les limites de confiance de

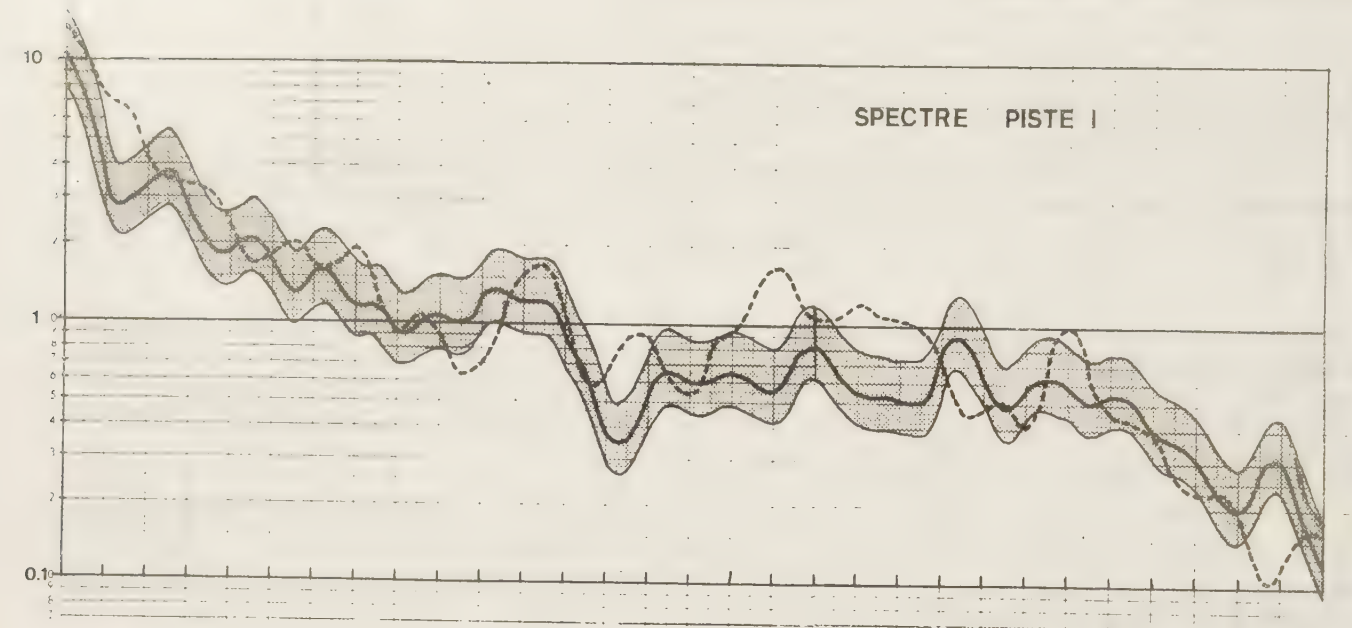
146 147 150 151 yo.

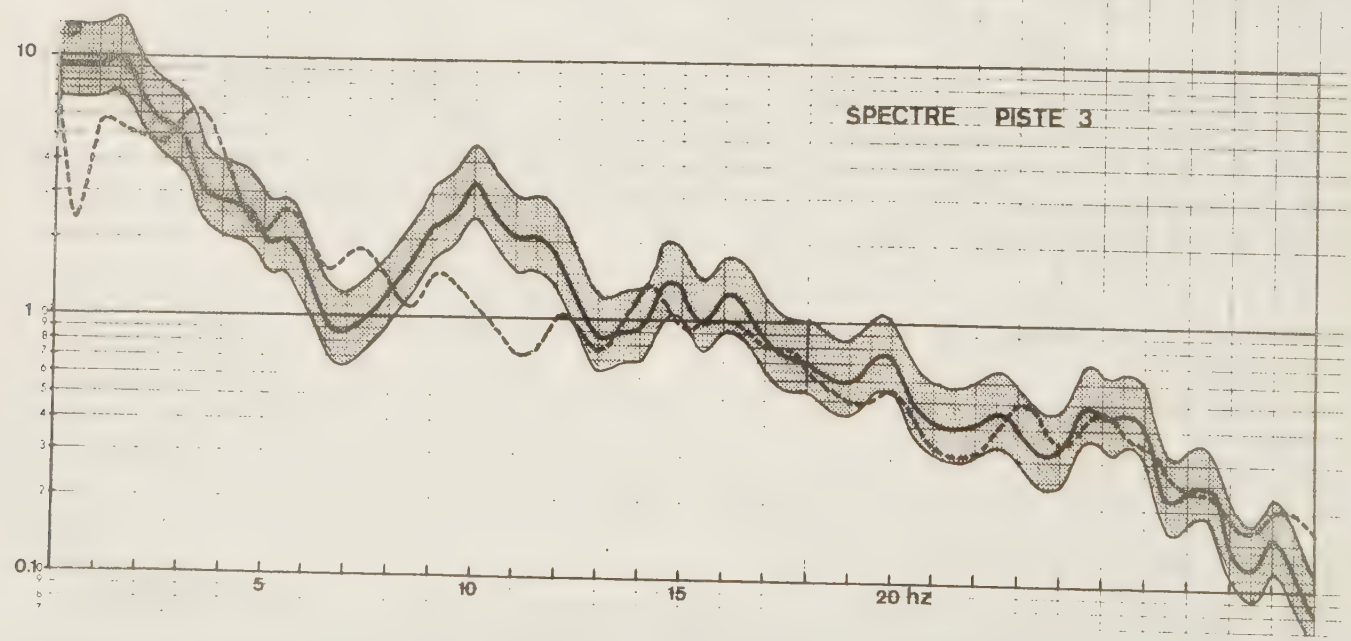
52 53 54 55 yf.

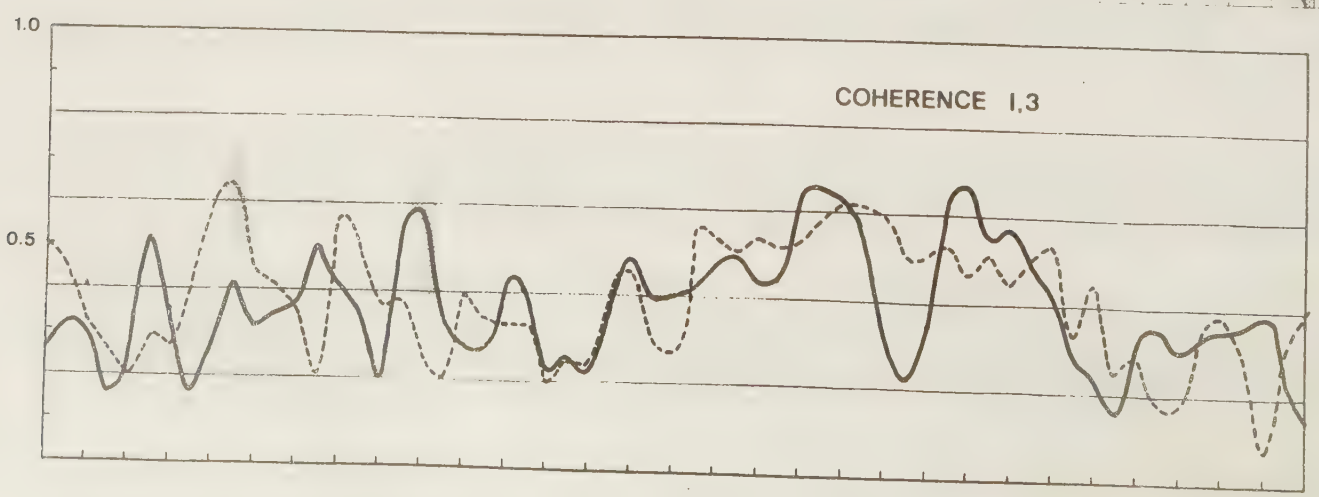
S3 401

Tn=16s. Tm=1s. Fq=124

d°lib. 32 80%



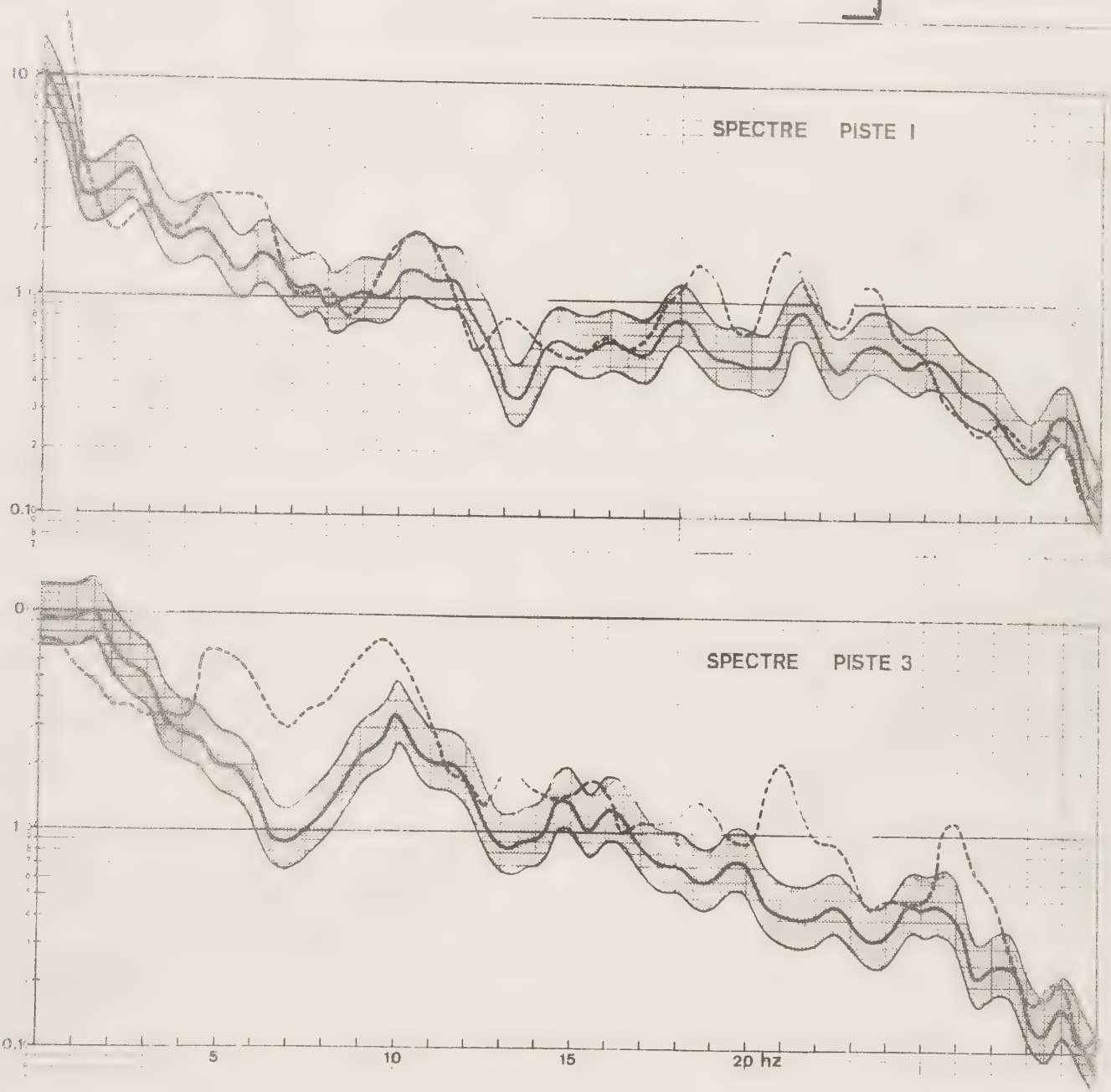
52 53 54 55 yf.

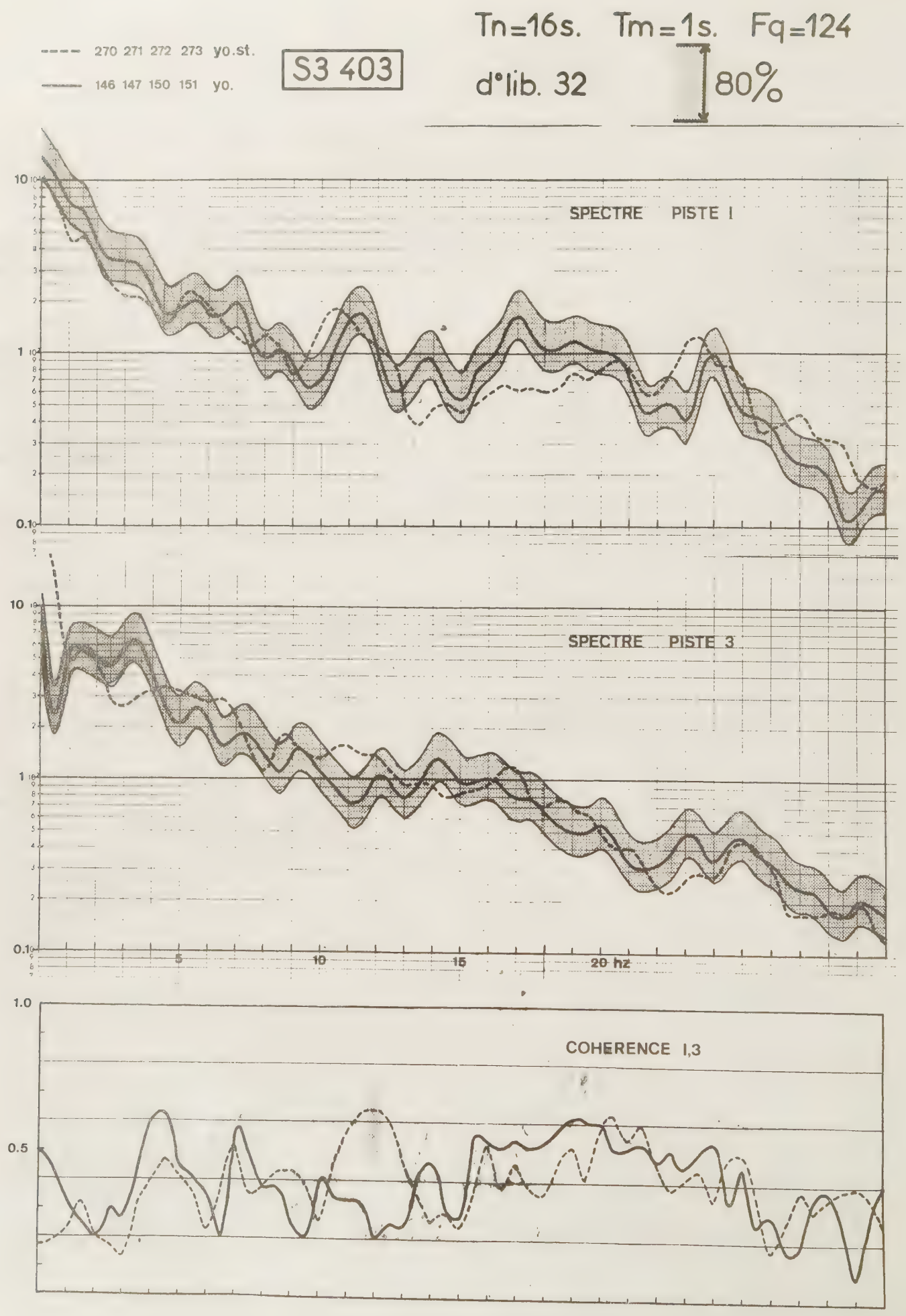
213 214 214 215 yf.st.

S3 402

Tn=16s. Tm=1s. Fq=124

d°lib. 32 ] 80%




Tn=16s. Tm=1s. Fq=124
d°lib. 32
80%
270 271 272 273 yo.st.
146 147 150 151 yo.
S3 403
SPECTRE PISTE 1
SPECTRE PISTE 3
COHERENCE 1,3
10
1
0.1
1.0
0.5
5
10
15
20 hz

cette fonction qu'à l'emplacement des pics significatifs.

Nous constatons que les densités spectrales de la piste 1 en situations YF et YO sont pratiquement confondues.

En piste 3 la densité spectrale correspondant à la situation YF présente un pic dans la bande 9-12 Hz. Ce pic correspond à un rythme $\alpha$ sous jacent qui disparaît à l'ouverture des yeux.

La fonction de cohérence présente un pic à la fréquence 9 Hz en situation yeux fermés, et un pic à la fréquence 5 Hz en situation yeux ouverts. Mais les valeurs de cohérence restent relativement faibles dans toute la gamme de fréquences.

La figure S3402 permet de comparer les densités spectrales de la piste 1 et de la piste 3, ainsi que la cohérence entre ces deux pistes, pour les situations "yeux fermés" et "yeux fermés en stimulation".

On constate que les densités spectrales de la piste 1 dans les deux situations sont pratiquement confondues.

En ce qui concerne la piste 3 on constate que la stimulation se traduit par une accentuation du pic à la fréquence 10 Hz et par la naissance d'un pic à la fréquence 5 Hz.

La stimulation se traduit également par la naissance d'un pic significatif de cohérence à la fréquence 10.5 Hz. Ce pic à une amplitude de 0.78 et ses limites de confiances, obtenues sur l'abaque T02 sont 0.65 et 0.85.

La figure S3403 permet de comparer les densités spectrales de la piste 1 et de la piste 3, ainsi que la cohérence entre ces deux pistes pour les situations "yeux ouverts" et "yeux ouverts avec stimulation".

On constate, qu'aussi bien en piste 1 qu'en piste 3, les densités spectrales correspondant aux deux situations sont pratiquement confondues.

Par contre la stimulation crée, à la fréquence 12 Hz, un pic de cohérence.

### 9.2.5 - ANALYSE CONTINUE DE LA COMPOSANTE SPECTRALE DE FREQUENCE 10.5 Hz EN SITUATIONS YF, YO, YFSt. et YOSt.

FIGURES S331, S332, S333 et S334

Nous avons traité successivement à l'aide du programme DEMOROVE (listing P4, paragraphe 7.4) les signaux des pistes 1 et 3 durant les périodes suivantes :

| | |
|---|---|
| Blocs 52, 53, 54 et 55 | appartenant à la séquence YF |
| Blocs 146, 147, 150 et 151 | appartenant à la séquence YO |

Blocs 213, 214, 215 et 216 appartenant à la séquence YFSt.
Blocs 270, 271, 272 et 273 appartenant à la séquence YOSt.

Les données introduites dans le programme DEMOROVE pour chacun des traitements étaient les suivantes :

F = 10.5 FQ = 744 NQ = 3072 H = 12 KM = 12 B = 4

Pour chaque bloc analysé on calcule et on édite les 3 fonctions "Fréquence instantanée", "Phase instantanée" et "Amplitude instantanée". Chacune de ces fonctions est définie par 37 points correspondant à une période d'échantillonnage de 64.5 ms.

La figure S331 concerne les résultats de l'analyse en situation YF, la figure S332 ceux de l'analyse en situation YO, la figure S333 ceux de l'analyse en situation YFSt. et la figure S334 ceux de l'analyse en situation YOSt.

Ces différentes courbes permettent tout d'abord de constater la qualité du filtrage réalisé par le programme : dès que la fréquence instantanée déborde de la bande 10-11 Hz, l'amplitude correspondante devient très faible. Cette propriété peut par exemple être vérifiée sur la figure S331, piste 3, bloc 52 aux temps 9, 16, 22, 23 et 36.

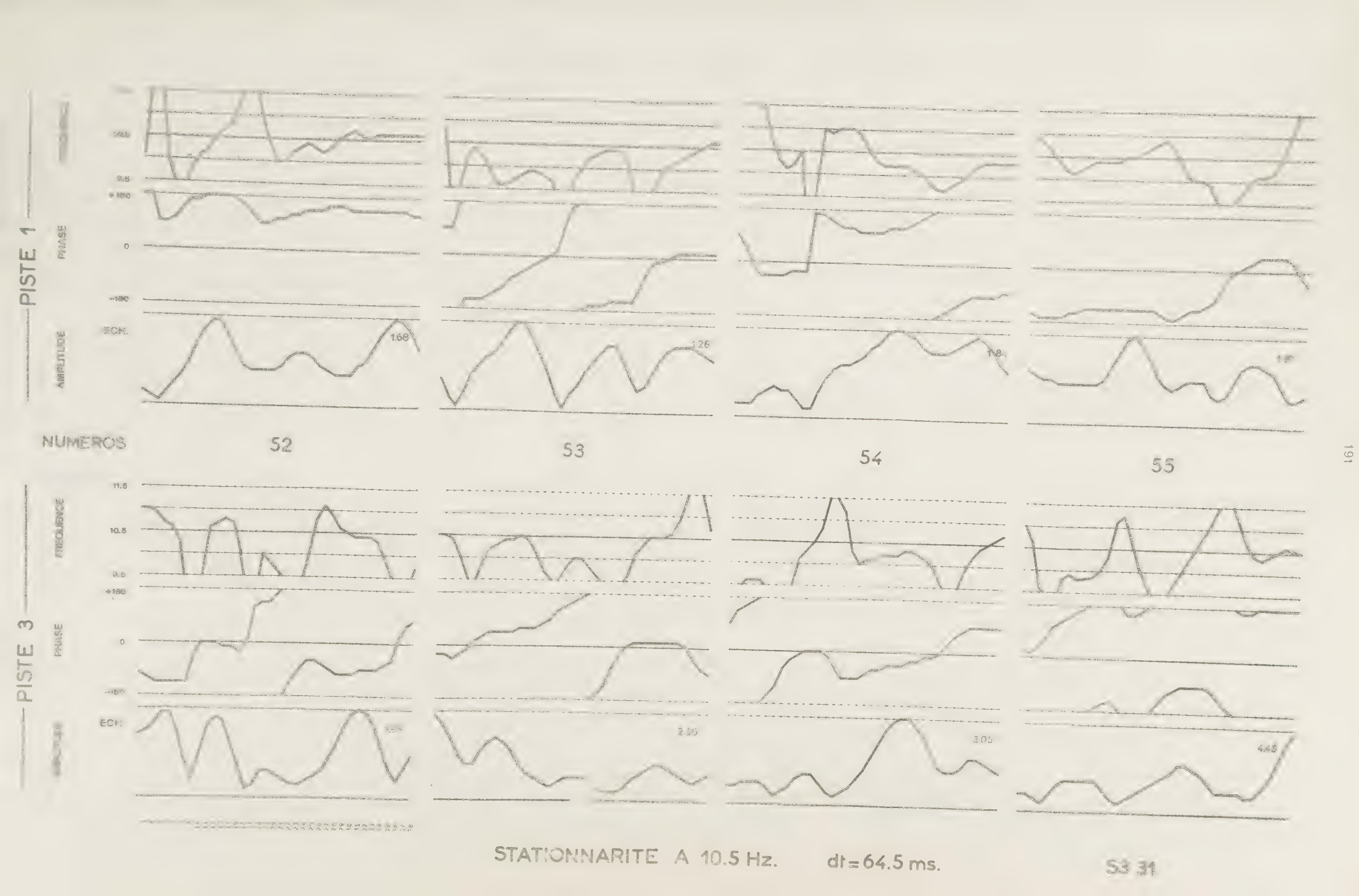
On constate également que les valeurs d'amplitude instantanée correspondent aux périodes où la fréquence instantanée est très proche de 10.5 Hz présentent une dispersion importante.

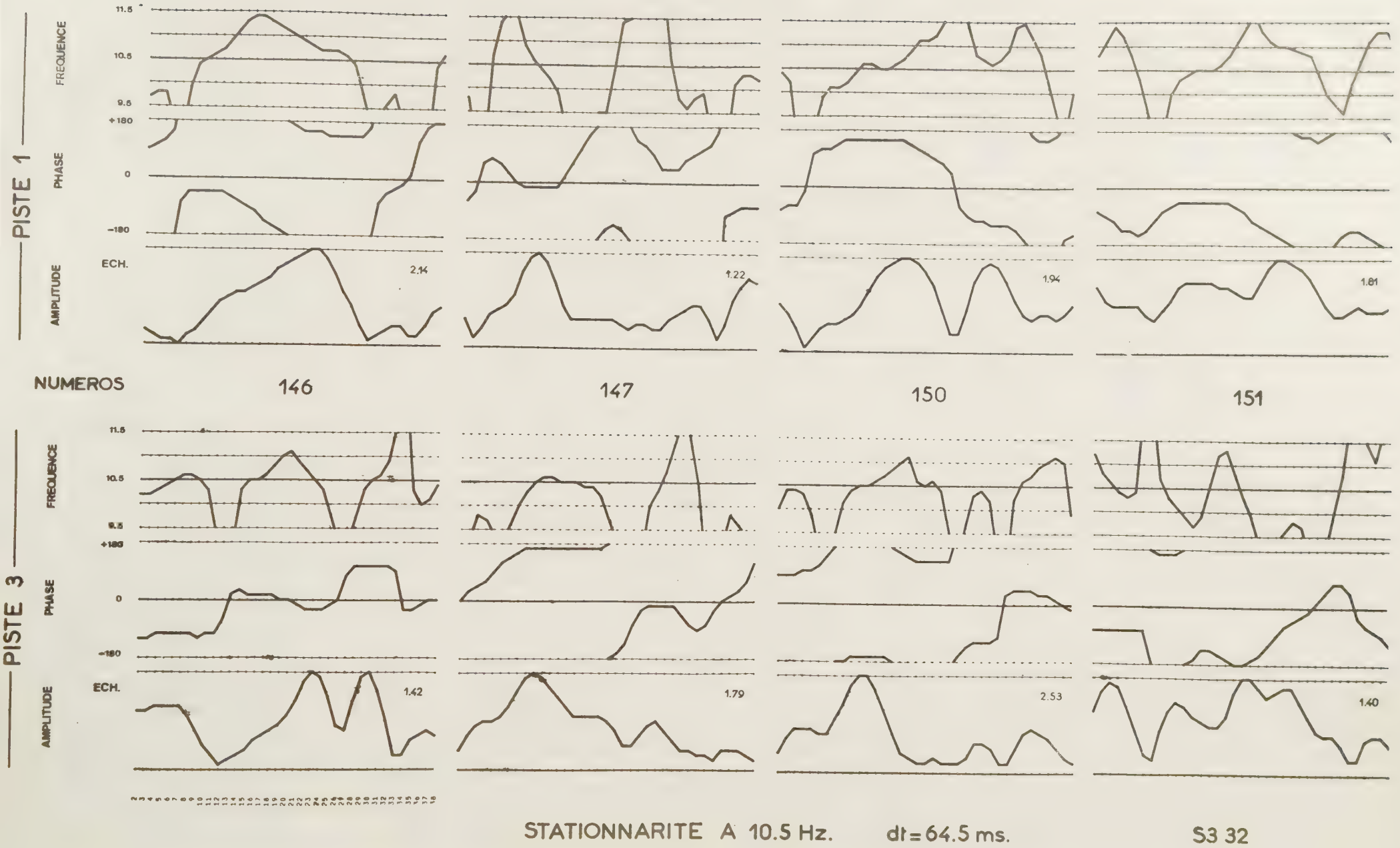
Enfin on peut également constater l'irrégulante et la dispersion des valeurs de déphasage, et par voie de conséquence celles de la fréquence instantanée qui sortent très fréquemment de la bande 10-11 Hz. On peut par cette méthode estimer la stabilité de la fréquence 10.5 Hz à l'aide d'un coefficient égal au pourcentage du temps global durant lequel la fréquence de la composante étudiée reste comprise entre 10 et 11 Hz. Ce coefficient varie de 75% (Piste 1, situation YFSt, blocs 213 à 216) à 43% (Piste 1, situation YO, blocs 146 à 151).

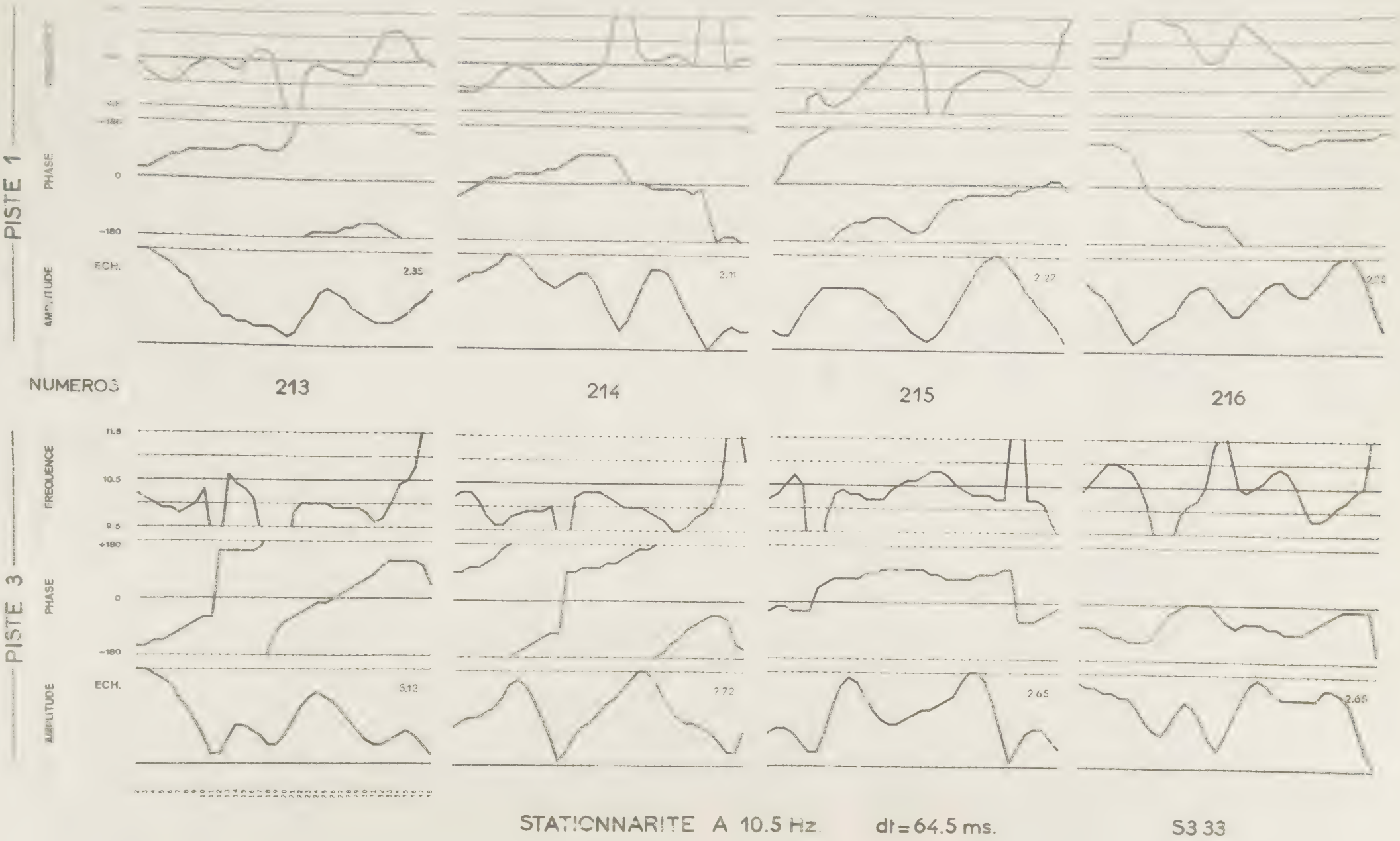
On constate enfin qu'il n'existe pas de relations apparentes entre les courbes de fréquence instantanée des pistes 1 et 3, ce qui tendrait à prouver la non linéarité globale du processus étudié.

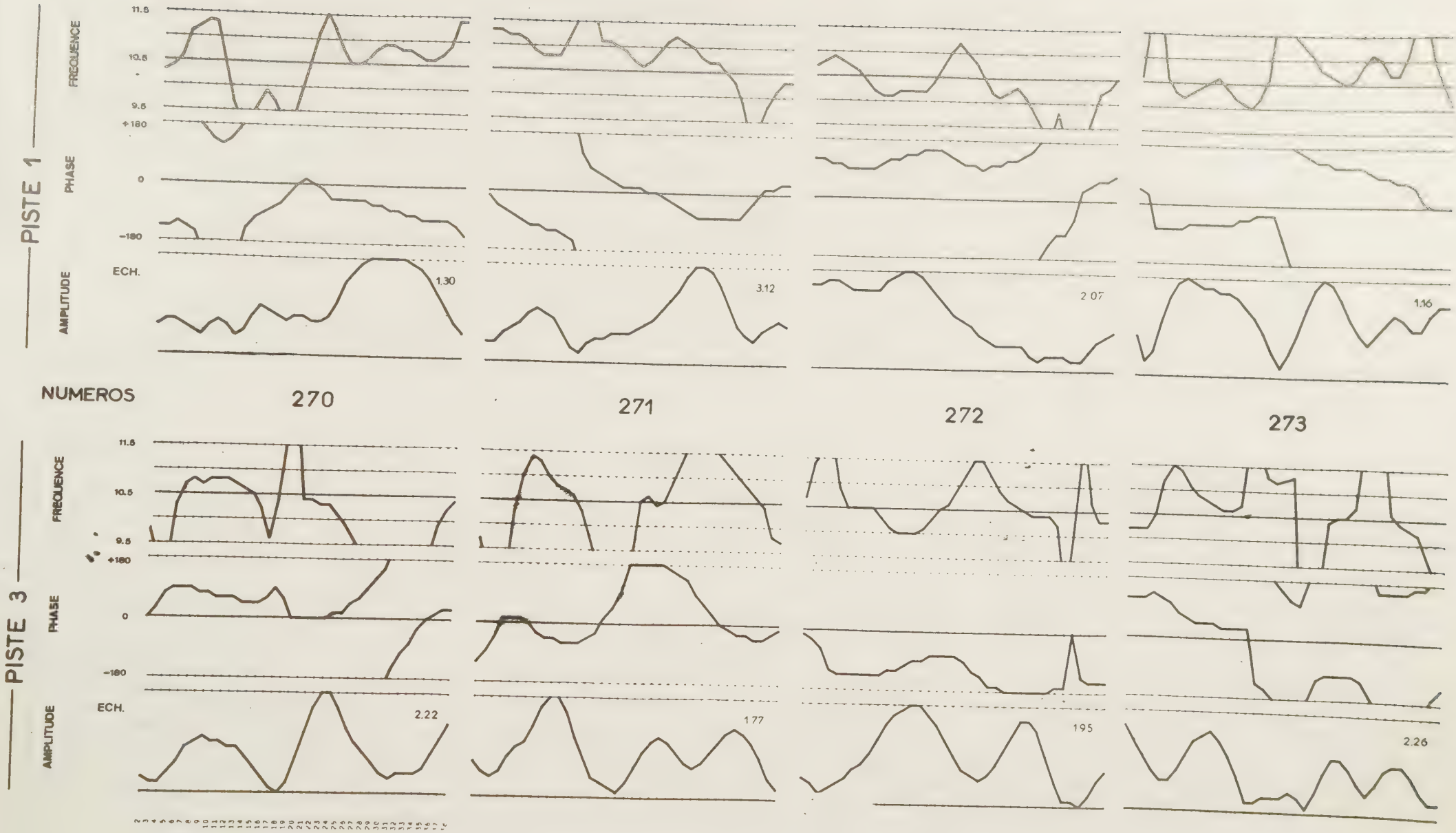
L'intérêt de cette méthode est double :

Tout d'abord elle nous permet de compléter l'étude de stationnarité du signal qui avait été abordée à l'aide du programme ROVESTATIO-TEST. Ce dernier programme nous a en effet permis d'étudier la stationnarité de la valeur moyenne et celle de la puissance moyenne (c'est à dire de la valeur à l'origine de la fonction d'autocorrelation). En fait la stationnarité du second ordre suppose également que la fonction d'autocorrelation du signal étudié reste stationnaire. Et plutôt que d'étudier la stationnarité de la fonction d'autocorrelation, nous avons jugé plus facile d'étudier celle de la densité spectrale qui en découle directement. Nous aurions pu pour cela calculer une série de spectres successifs et étudier la distribution des densités spectrales dans chaque bande de fréquence (La distribution théorique étant alors


PISTE 1
PHASE
AMPLITUDE
ECH.
1.68
1.26
NUMEROS
52
53
54
55
PISTE 3
FREQUENCE
PHASE
ECH.
2.00
3.05
4.48
STATIONNARITE A 10.5 Hz.
dt = 64.5 ms.
S3 31


PISTE 1
FREQUENCE
PHASE
AMPLITUDE
11.5
10.5
9.5
+180
0
-180
ECH.
2.14
1.22
1.94
1.81
NUMEROS
146
147
150
151
PISTE 3
FREQUENCE
PHASE
AMPLITUDE
11.5
10.5
9.5
+180
0
-180
ECH.
1.42
1.79
2.53
1.40
STATIONNARITE A 10.5 Hz.
dt = 64.5 ms.
S3 32


PISTE 1
PHASE
AMPLITUDE
ECH.
2.35
2.11
2.27
NUMEROS
213
214
215
216
PISTE 3
FREQUENCE
11.5
10.5
9.5
+180
0
-180
ECH.
3.12
2.72
2.65
2.65
STATIONNARITE A 10.5 Hz.
dt = 64.5 ms.
S3 33


PISTE 1
FREQUENCE
PHASE
AMPLITUDE
11.5
10.5
9.5
+180
0
-180
ECH.
1.30
3.12
2 07
1.16
NUMEROS
270
271
272
273
PISTE 3
FREQUENCE
PHASE
AMPLITUDE
11.5
10.5
9.5
+180
0
-180
ECH.
2.22
1.77
1.95
2.26
STATIONNARITE A 10.5 Hz.
dt = 64.5 ms.
S3 34

celle d'un paramètre égal à $L/\chi^2_{L,\alpha}$ , L étant égal au double du produit de la durée de la réalisation traitée par la largeur moyenne de la fenêtre spectrale utilisée). Mais cette méthode ne nous aurait pas fourni un nombre suffisant d'estimations car la détermination d'une densité spectrale exige le traitement d'une réalisation d'une durée de plusieurs secondes. Le programme DEMOROVE nous permet d'aboutir au même résultat par une autre voie : en effet, le caractère aléatoire d'une densité spectrale obtenue à travers une fenêtre de fréquences de largeur donnée provient du fait que la composante correspondante du spectre possède une amplitude et une phase aléatoires. Et l'utilisation d'une méthode hétérodyne telle que DEMOROVE nous permet de suivre, à travers une fenêtre de largeur donnée, l'évolution de l'amplitude et de la phase de chaque composante spectrale du signal.

Enfin, ainsi que nous l'avons déjà signalé, le programme DEMOROVE nous permet de constater l'absence de relation apparente existant entre les courbes de fréquence instantanée des signaux issus de 2 voies EEG, et donc de prouver l'absence de linéarité du processus étudié.

Par ailleurs ce type d'analyse est particulièrement intéressant pour les signaux présentant une fréquence dominante (rythme $\alpha$ par exemple) et plus généralement dans tous les cas où l'on peut supposer que les modifications des caractéristiques de cette fréquence dominante sont trop fines ou trop brèves pour pouvoir être détectées par une analyse spectrale classique qui exige des réalisations d'une durée de plusieurs secondes.

### 9.2.6 - ETUDE DE LA REPONSE MOYENNE (REPONSE EVOQUEE) A UN TRAIN DE 100 STIMULATIONS LUMINEUSES EN SITUATIONS YFEv. et YOEv.

FIGURES S351 et S352

Nous avons traité successivement à l'aide du programme ROVEVOQ (listing P9, paragraphe 7.9) les signaux des pistes 1, 3 et 5 durant les périodes suivantes :

100 blocs numérotés 370 à 533 : séquence YFEv.
100 blocs numérotés 545 à 710 : séquence YOEv.

Les données introduites dans le programme ROVEVOQ pour chacun des traitements étaient les suivantes :

FQ = 744 NQ = 768 H = 3 B = 100 M = 249

La réponse moyenne POT (I) est calculée sur 256 points (N = NQ/H) avec une cadence d'échantillonnage égale à 248 Hz (F = FQ/H). La durée de cette réponse moyenne est donc égale à 1.03s.

Le programme calcule également la dispersion de chacun des 256 points de POT (I). Cette dispersion est caractérisée par la série ECT (I) des écarts type en chaque point.

Les 249 premiers points de POT (I), correspondant exactement à une durée de 1s., sont enfin soumis à une analyse de densité spectrale. La largeur moyenne de la fenêtre spectrale est égale à 1 Hz, et le spectre est

défini sur 249 points entre 0 et 124 Hz.

La figure S351 représente les 6 réponses moyennes POT (I) à des trains de 100 stimulations lumineuses (pistes 1, 3 et 5, situations YFEv. et YOEv.).

On a constaté que la série ECT (I) des écarts type caractérisant la dispersion des points successifs de POT (I) était, pour une réponse donnée, indépendante du rang de l'indice I, sauf en quelques points particuliers. On a donc indiqué à la droite de chaque réponse moyenne, la valeur moyenne de ECT (I). Les points singuliers sont marqués d'une flèche en regard de laquelle on a indiqué la valeur singulière de ECT (I).

Considérons plus particulièrement la réponse moyenne à 100 stimulations de la piste 1 en situation YFEv. Cette réponse est tracée en traits pleins et la valeur de l'écart type est en moyenne égal à 16 tout le long de la réponse sauf en 4 points particuliers. Cette réponse POT (I) présente un pic positif d'une amplitude égal à 90 pour le temps 0.09s.

On a également tracé en traits pointillés la réponse à 25 stimulations (blocs 370 à 420). L'écart type moyen est encore égal à 16 le long de cette fonction sauf pour le sommet ayant une amplitude égale à 106 situé au temps 0.09s. et pour lequel l'écart type est égal à 28.

Etudions plus précisément cet accident de la courbe.

Si l'on suppose que le bruit de fond a une répartition gaussienne on peut écrire que POT (I) est une estimation ayant 95% de chances d'être comprise entre les valeurs :

$$\text{POT (I)} + 2\ \text{ECT (I)}/\sqrt{N} \qquad \text{et} \qquad \text{POT (I)} - 2\ \text{ECT (I)}\sqrt{N},$$

N étant le nombre de stimulations.

Le sommet situé au temps 0.09s. de la réponse moyenne à 25 stimulations a donc 95% de chances d'être situé entre les valeurs :

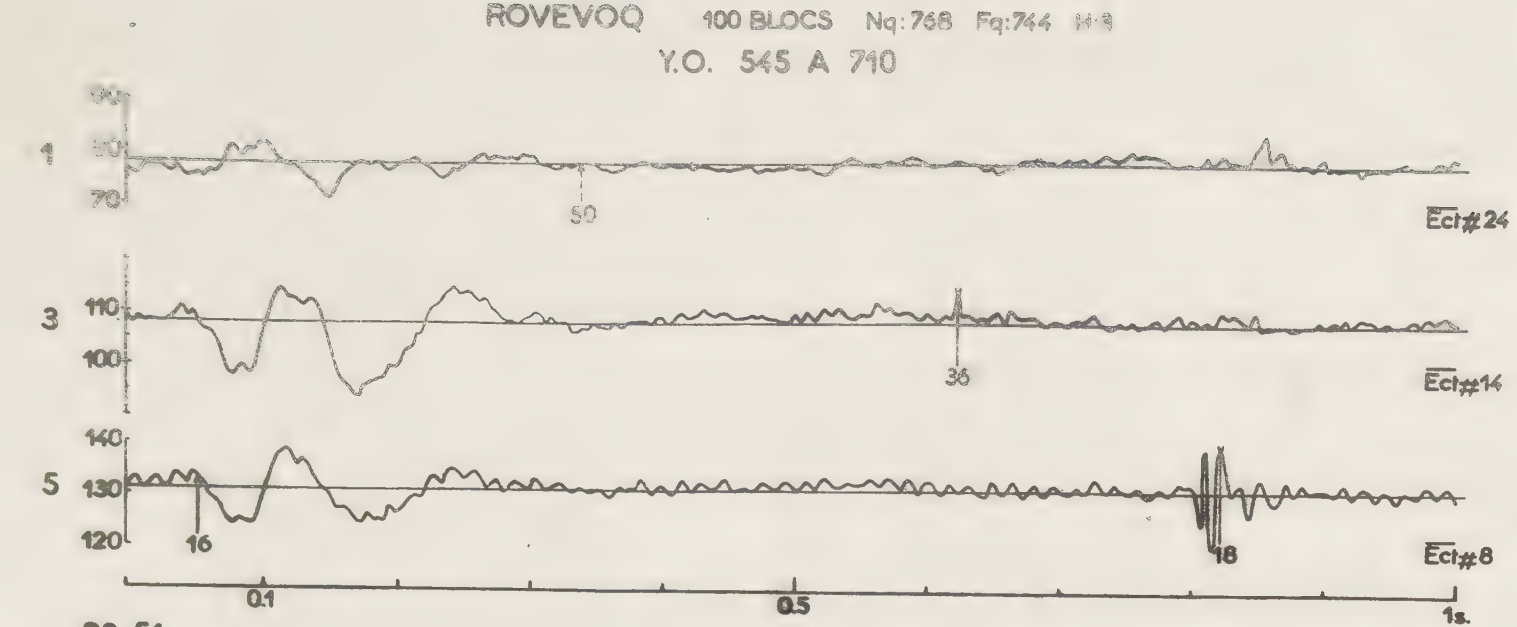
$$106 + 56/5 = 117 \qquad \text{et} \qquad 106 - 56/5 = 95$$

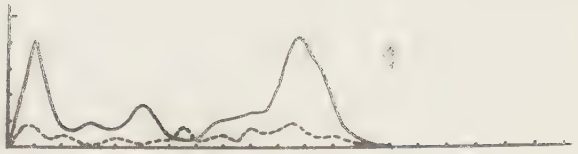
Le sommet situé au temps 0.09s. de la réponse moyenne à 100 stimulations et pour lequel la valeur exacte de l'écart type est égale à 18 a donc 95% de chances d'être situé entre les valeurs :

$$90 + 36/10 = 93.6 \qquad \text{et} \qquad 90 - 36/10 = 86.4$$

Ces résultats ne sont absolument pas homogènes et l'on est en droit d'estimer que les caractéristiques du système ont évolué entre la 25° et la 100° réponse.

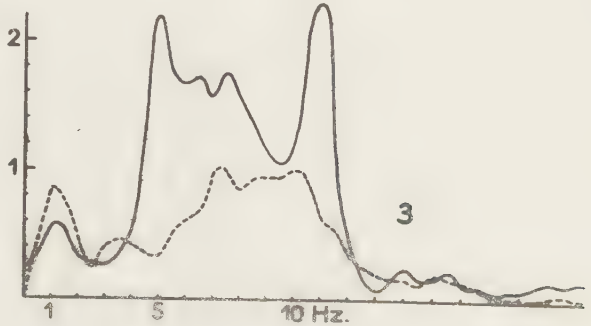
Revenons maintenant sur le fait que la dispersion ECT (I) est pratiquement indépendante de I pour une réponse moyenne donnée. Si l'on admet que le potentiel évoqué POT (I) est un signal certain noyé dans un bruit de fond constitué par l'EEG spontané, cet écart type ECT (I) devrait



SPECTRES D ENERGIE

DES POTENTIELS MOYENS



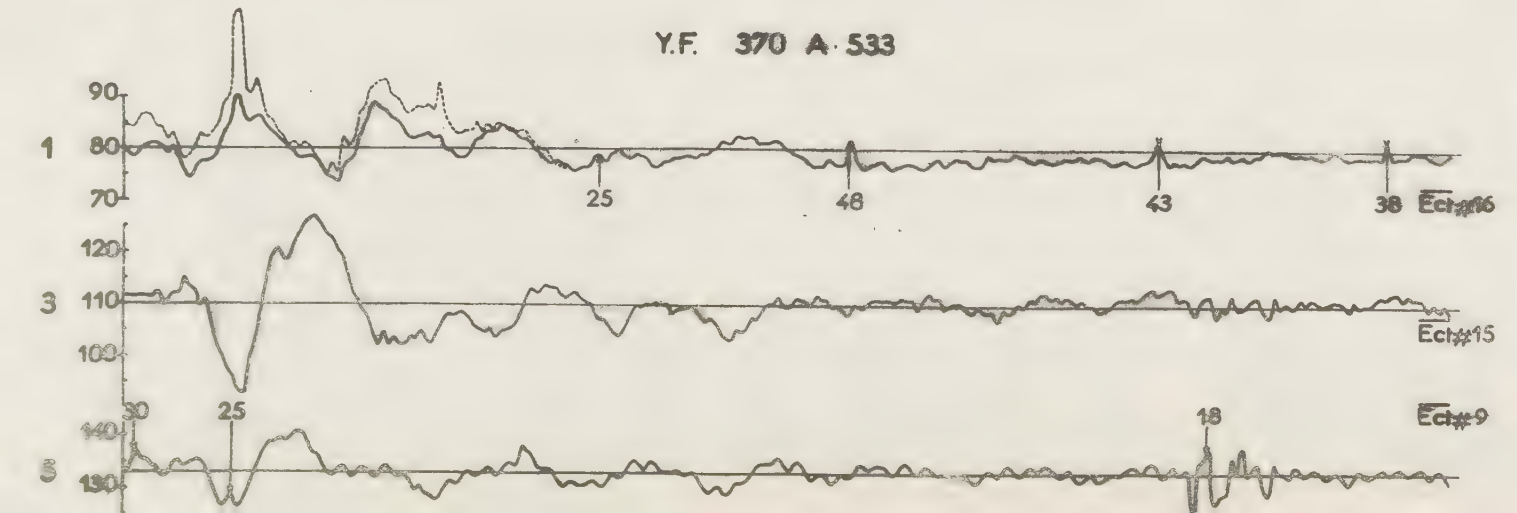

S3 51

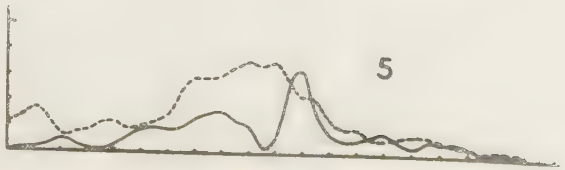
Y.F. 370 A 533

S3 52

——Y.F. 370 A 533

-----Y.O. 545 A 710



représenter, puisqu'il est constant le long de la réponse, l'écart type du potentiel EEG spontané.

Or nous avons calculé (paragraphe 9.2.3, figure S316) la distribution des estimations de PMX sur des réalisations successives d'une durée de 0.5s. en situations YF et YO.

Nous avons également calculé (figures S3201, S3202, S3203, S3204) l'écart type sur des réalisations d'une durée de 8.24s. en situations YF, YO, YFSt. et YOSt.

Toutes les valeurs d'écart type ainsi calculées sont systématiquement très inférieures à la valeur moyenne de ECT (I) obtenue par ROVEVOQ.

Cette discordance peut s'expliquer par le fait que ROVEVOQ calcule l'écart type de 100 valeurs X (I) retardées les unes par rapport aux autres d'un temps égal à la période de stimulation (2s.), ce qui représente un phénomène d'une durée de 200s. Et pendant un tel laps de temps le signal peut présenter de nombreuses ruptures de stationnarité pouvant entraîner des modifications de l'écart type.

Mais cette discordance peut également s'expliquer par une modification (phénomène d'habituation) des caractéristiques du système étudié.

La figure S3502 représente les densités spectrales des réponses moyennes des pistes 1, 3 et 5, en situation YFEv. (traits continus) et en situation YOEv. (traits interrompus). La densité spectrale de la réponse moyenne en piste 3 et situation YFEv. présente un pic à la fréquence 5 Hz et un autre à la fréquence 11 Hz : cette répartition explique les différences constatées (figure S3402) entre les densités spectrales de la piste 3 en situation YF et en situation YFSt.

### 9.2.7 - ANALYSE CONTINUE DE L'ENREGISTREMENT S3

FIGURES S3205, S3405 A et S3405 B
FIGURE S340

Nous avons procédé à une analyse systématique de distribution de probabilité d'amplitude sur des réalisations successives d'une durée égale à 2 blocs, et ceci de l'origine à la fin de l'enregistrement S3. La figure S3205 représente ainsi les distributions de probabilité d'amplitude des pistes 1, 3 et 5 pour la période 66 + 67.

Nous avons également procédé à une analyse spectrale systématique portant sur des réalisations successives d'une durée égale à 2 blocs et ceci de l'origine à la fin de l'enregistrement S3. Cette analyse consistait à calculer par le programme SPECTROVE les densités spectrales des pistes 1, 3 et 5, et par le programme CROSSROVE la densité spectrale croisée, le déphasage et la cohérence entre les pistes 1 et 3, ainsi que la densité spectrale croisée, le déphasage et la cohérence entre les pistes 3 et 5.

ROVETEST Nq:8144 Fq:744 H:8 F:124 N:1024 Tn:8.24 Ncla:31 $KI^2(.05):42$

MOYENNE 79.173 ECART TYPE 6.717
CLASSES 31 LARGEUR CLASSE 1.019
TEST Klee2 39

| GAUSS X | | PROB • |
|---|---|---|
| 1 | 0.014 | 0.037 |
| 2 | 0.006 | 0.008 |
| 3 | 0.009 | 0.011 |
| 4 | 0.012 | 0.009 |
| 5 | 0.015 | 0.013 |
| 6 | 0.019 | 0.022 |
| 7 | 0.024 | 0.022 |
| 8 | 0.029 | 0.029 |
| 9 | 0.034 | 0.031 |
| 10 | 0.040 | 0.035 |
| 11 | 0.045 | 0.038 |
| 12 | 0.050 | 0.051 |
| 13 | 0.055 | 0.061 |
| 14 | 0.058 | 0.054 |
| 15 | 0.060 | 0.058 |
| 16 | 0.060 | 0.052 |
| 17 | 0.060 | 0.076 |
| 18 | 0.058 | 0.075 |
| 19 | 0.055 | 0.057 |
| 20 | 0.050 | 0.046 |
| 21 | 0.045 | 0.040 |
| 22 | 0.040 | 0.032 |
| 23 | 0.034 | 0.022 |
| 24 | 0.029 | 0.018 |
| 25 | 0.024 | 0.021 |
| 26 | 0.019 | 0.010 |
| 27 | 0.015 | 0.013 |
| 28 | 0.012 | 0.008 |
| 29 | 0.009 | 0.006 |
| 30 | 0.006 | 0.016 |
| 31 | 0.014 | |

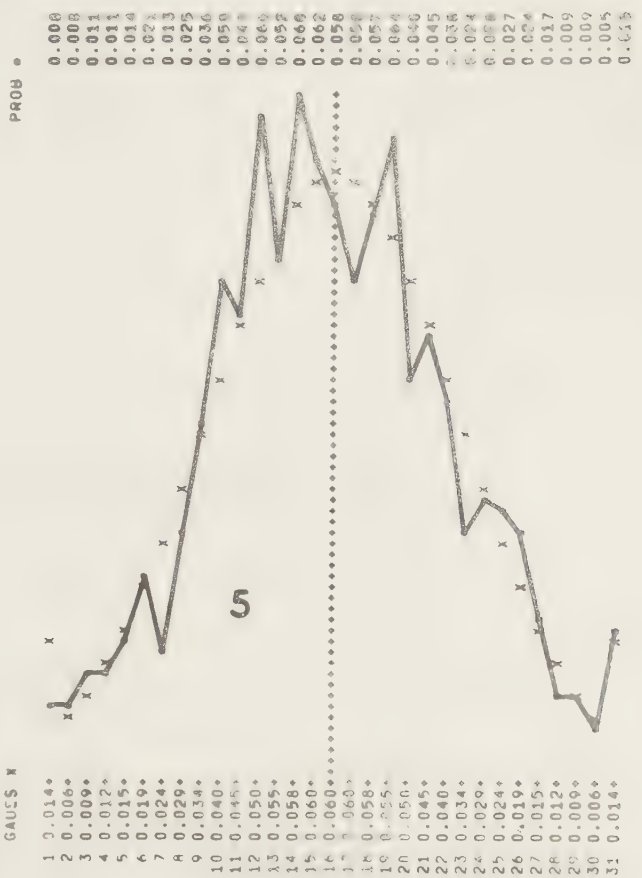
| | | | HUNTEST | TRENDTEST |
|---|---|---|---|---|
| 1 | A | 100 | 23 | 3118 |
| 101 | A | 200 | 23 | 2271 |
| 201 | A | 300 | 20 | 2134 |
| 301 | A | 400 | 28 | 2319 |
| 401 | A | 500 | 23 | 2953 |
| 501 | A | 600 | 26 | 2167 |
| 601 | A | 700 | 16 | 2202 |
| 701 | A | 800 | 25 | 2932 |
| 801 | A | 900 | 29 | 2981 |
| 901 | A | 1000 | 17 | 2106 |

MOYENNE 97.445 ECART TYPE 6.729
CLASSES 31 LARGEUR CLASSE 1.020
TEST Klee2 39

| GAUSS X | | PROB • |
|---|---|---|
| 1 | 0.014 | 0.013 |
| 2 | 0.006 | 0.005 |
| 3 | 0.009 | 0.007 |
| 4 | 0.012 | 0.013 |
| 5 | 0.015 | 0.018 |
| 6 | 0.019 | 0.016 |
| 7 | 0.024 | 0.033 |
| 8 | 0.029 | 0.033 |
| 9 | 0.034 | 0.041 |
| 10 | 0.040 | 0.045 |
| 11 | 0.045 | 0.060 |
| 12 | 0.050 | 0.051 |
| 13 | 0.055 | 0.047 |
| 14 | 0.058 | 0.054 |
| 15 | 0.060 | 0.062 |
| 16 | 0.060 | 0.070 |
| 17 | 0.060 | 0.078 |
| 18 | 0.058 | 0.038 |
| 19 | 0.055 | 0.050 |
| 20 | 0.050 | 0.057 |
| 21 | 0.045 | 0.036 |
| 22 | 0.040 | 0.038 |
| 23 | 0.034 | 0.033 |
| 24 | 0.029 | 0.032 |
| 25 | 0.024 | 0.023 |
| 26 | 0.019 | 0.023 |
| 27 | 0.015 | 0.012 |
| 28 | 0.012 | 0.013 |
| 29 | 0.009 | 0.005 |
| 30 | 0.006 | 0.010 |
| 31 | 0.014 | 0.017 |

| | | | HUNTEST | TRENDTEST |
|---|---|---|---|---|
| 1 | A | 100 | 22 | 1849 |
| 101 | A | 200 | 20 | 2199 |
| 201 | A | 300 | 20 | 2417 |
| 301 | A | 400 | 24 | 2573 |
| 401 | A | 500 | 21 | 2301 |
| 501 | A | 600 | 19 | 2711 |
| 601 | A | 700 | 21 | 2328 |
| 701 | A | 800 | 28 | 2792 |
| 801 | A | 900 | 23 | 2274 |
| 901 | A | 1000 | 21 | 3163 |

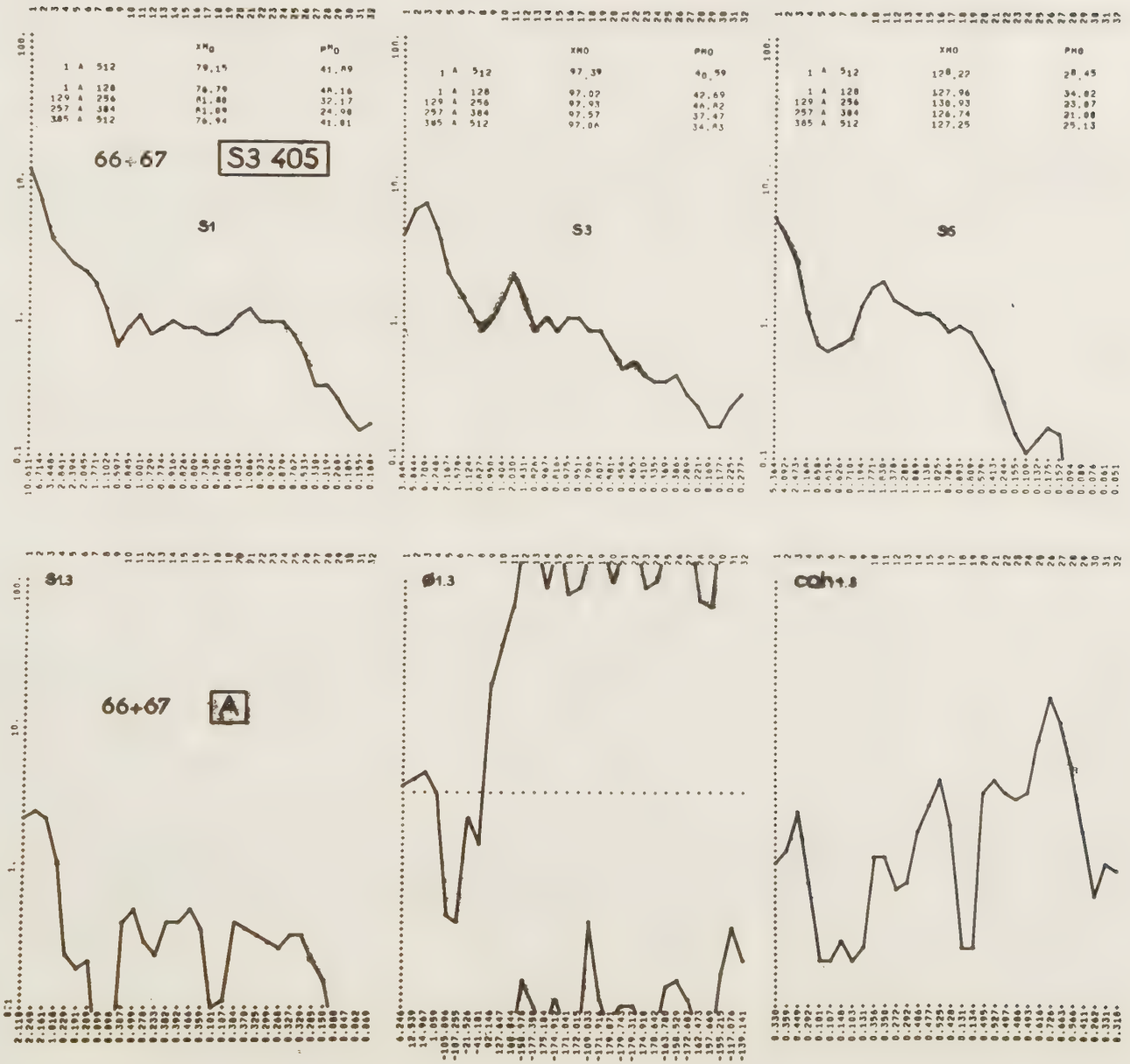
MOYENNE 128.216 ECART TYPE 5.559
CLASSES 31 LARGEUR CLASSE 0.843
TEST Klee2 39



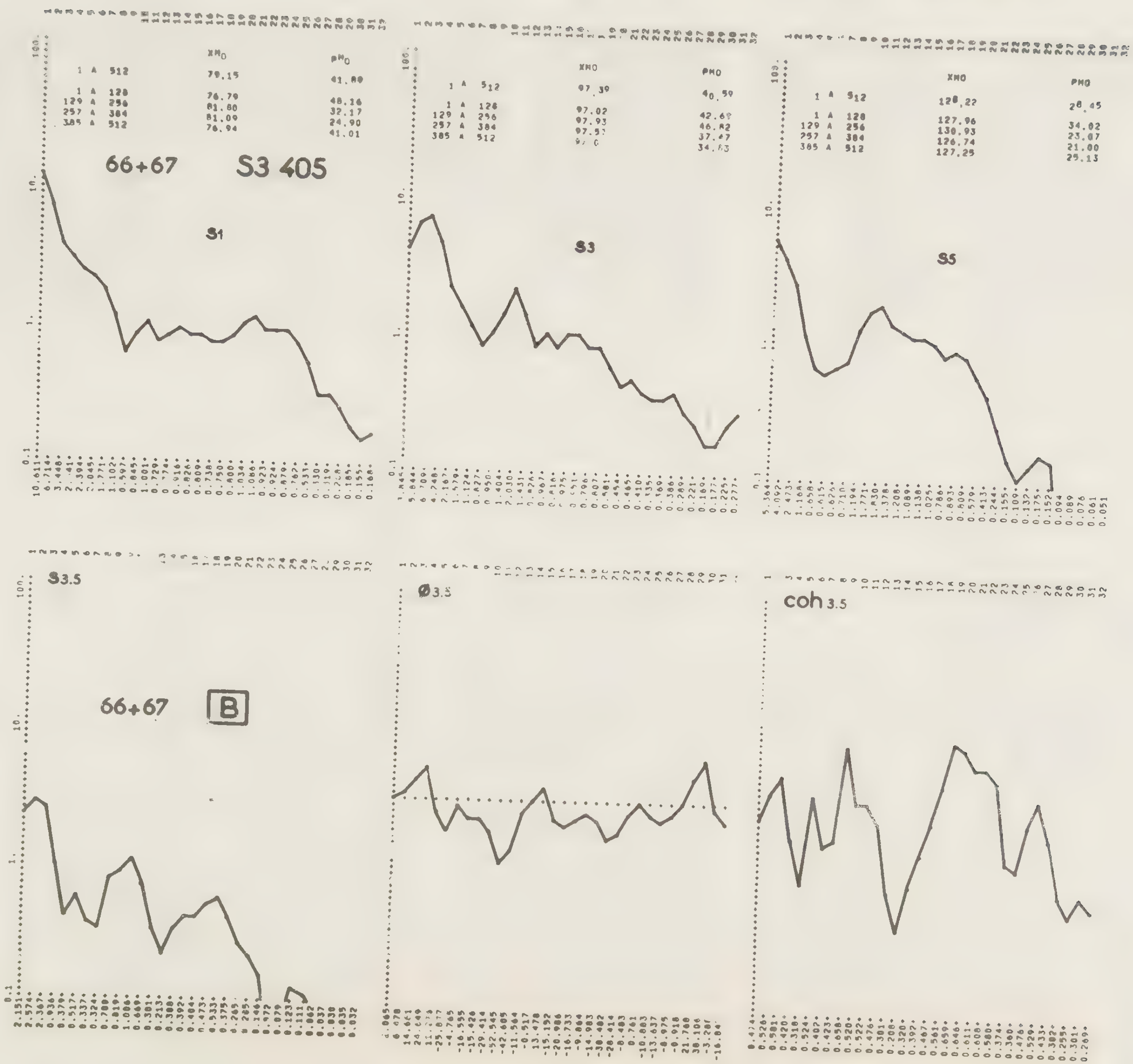

| GAUSS X | | PROB • |
|---|---|---|
| 1 | 0.014 | 0.008 |
| 2 | 0.006 | 0.008 |
| 3 | 0.009 | 0.011 |
| 4 | 0.012 | 0.011 |
| 5 | 0.015 | 0.014 |
| 6 | 0.019 | 0.021 |
| 7 | 0.024 | 0.013 |
| 8 | 0.029 | 0.025 |
| 9 | 0.034 | 0.036 |
| 10 | 0.040 | 0.050 |
| 11 | 0.045 | 0.044 |
| 12 | 0.050 | 0.060 |
| 13 | 0.055 | 0.052 |
| 14 | 0.058 | 0.066 |
| 15 | 0.060 | 0.062 |
| 16 | 0.060 | 0.058 |
| 17 | 0.060 | 0.058 |
| 18 | 0.058 | 0.057 |
| 19 | 0.055 | 0.064 |
| 20 | 0.050 | 0.040 |
| 21 | 0.045 | 0.045 |
| 22 | 0.040 | 0.038 |
| 23 | 0.034 | 0.024 |
| 24 | 0.029 | 0.028 |
| 25 | 0.024 | 0.027 |
| 26 | 0.019 | 0.024 |
| 27 | 0.015 | 0.017 |
| 28 | 0.012 | 0.009 |
| 29 | 0.009 | 0.005 |
| 30 | 0.006 | 0.005 |
| 31 | 0.014 | 0.013 |

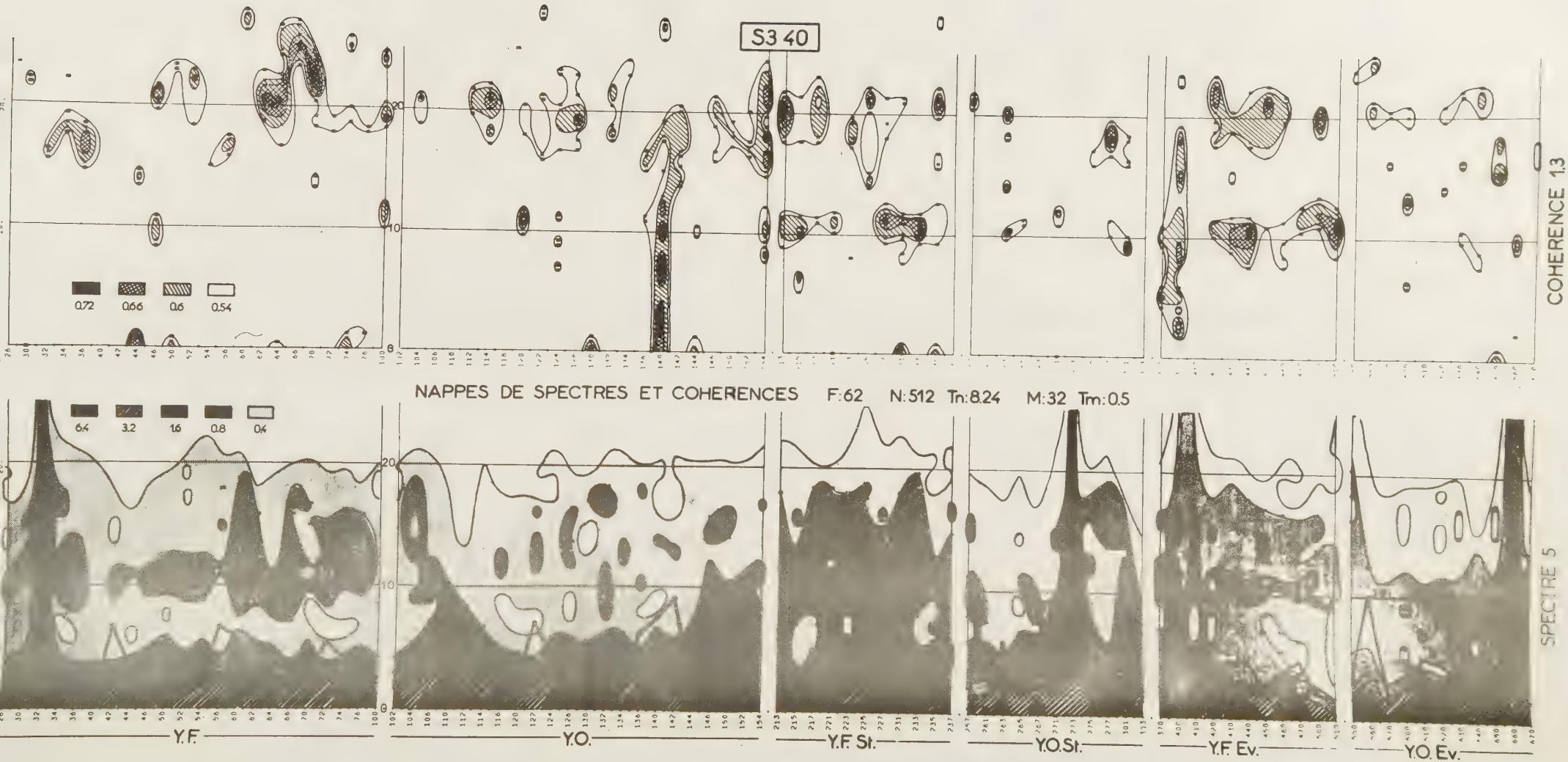
| | | | HUNTEST | TRENDTEST |
|---|---|---|---|---|
| 1 | A | 100 | 26 | 2138 |
| 101 | A | 200 | 22 | 2733 |
| 201 | A | 300 | 19 | 1979 |
| 301 | A | 400 | 28 | 2609 |
| 401 | A | 500 | 18 | 2113 |
| 501 | A | 600 | 23 | 2521 |
| 601 | A | 700 | 22 | 2772 |
| 701 | A | 800 | 25 | 2116 |
| 801 | A | 900 | 25 | 2478 |
| 901 | A | 1000 | 21 | 2436 |

SPECTROVE Nq:6144 Fq:744 H:12 F:62 N:512 Tn:8.24 M:32 Tm:0.5



SPECTROVE Nq:6144 F:62 N.512 Tr:8.24 M:32 Tm:0.5




S3 40
0.72
0.66
0.6
0.54
COHERENCE 1.3
NAPPES DE SPECTRES ET COHERENCES F:62 N:512 Tn:8.24 M:32 Tm:0.5
6.4
3.2
1.6
0.8
0.4
SPECTRE 5
Y.F.
Y.O.
Y.F. St.
Y.O.St.
Y.F. Ev.
Y.O. Ev.

La figure S3405 A donnée à titre d'exemple regroupe les densités spectrales des pistes 1 et 3, la densité spectrale croisée, le déphasage et la cohérence entre les pistes 1 et 3 pour la période 66 + 67.

La figure S3405 B, correspondant elle aussi à la période 66 + 67, regroupe les densités spectrales des pistes 3 et 5, la densité spectrale croisée, le déphasage et la cohérence entre les pistes 3 et 5.

En fin de traitement SPECTROVE on procède à une analyse par niveaux des 88 densités spectrales relatives à la piste étudiée.

La figure S340 représente la nappe des 88 densités spectrales calculées sur la piste 5. Les 5 niveaux d'analyse choisis correspondent à des valeurs de densité spectrale égales à 0.4, 0.8, 1.6, 3.2 et 6.4 $\mu v^2/s./Hz$. La ligne brisée noire superposée représente elle l'évolution de la puissance moyenne du signal.

L'allure générale de la nappe des densités spectrales de la piste 5 prouve bien la non stationnarité du signal à l'intérieur d'une situation donnée. Elle permet toutefois de dégager certains traits essentiels spécifiques des situations rencontrées = c'est ainsi que l'on peut constater par exemple que la densité spectrale de la piste 5 présente presque systèmatiquement un pic à la fréquence 10 Hz chaque fois que le sujet a les yeux fermés.

En fin de traitement CROSSROVE on procède également à une analyse par niveaux des 88 fonctions de cohérence relatives au couple de pistes étudié.

La figure S340 représente la nappe des 88 fonctions de cohérence calculées a partir des pistes 1 et 3. Les 4 niveaux d'analyse choisis correspondent à des valeurs de cohérence égales à 0.54, 0.6, 0.66 et 0.72.

Cette nappe permet essentiellement de constater que la stimulation lumineuse (YFSt. et YFEv.) tend à créer, quand le sujet à les yeux fermés, un pic de cohérence à 10 Hz.

Ce mode très synthétique de représentation par nappes permet de juger d'une façon qualitative et globale l'évolution d'un phénomène EEG sur des temps très longs. Nous avons en particulier utilisé cette méthode dans l'étude du sommeil.

## 9.3 - TRAITEMENT DE L'ENREGISTREMENT EEG S2

L'enregistrement S2 porte sur 5 voies EEG bipolaires d'un enfant normal de 8 ans en état de somnolence. La durée de cet enregistrement est très brêve (10 secondes) mais correspond à une phase durant laquelle les hypothèses de distribution gaussienne des amplitudes (programme ROVETEST) et de stationnarité (programme ROVESTATIOTEST) sont vérifiées sur les 5 voies simultanément. Nous avons effectué sur cette portion d'enregistrement une analyse spectrale complète (densités spectrales, déphasages, cohérences simples, cohérences multiples et cohérences conditionnelles).

### 9.3.1 - CONSTITUTION DE L'ENREGISTREMENT S2

FIGURE S201

| | |
|---|---|
| Date | 13.03.69 |
| Sujet | féminin, 8 ans |
| Signaux | 5 voies EEG bipolaires<br>piste 1 Rolandique droite<br>piste 2 Occipitale droite<br>piste 3 Rolandique gauche<br>piste 4 Occipitale gauche<br>piste 5 Centro-pariétale |
| Enregistrement | modulation de fréquence<br>vitesse : 9.5 cm/s.<br>bande passante : 0 - 1250 Hz |
| Numéro de bloc | 60 |
| Situation | yeux fermés |
| Période de numérotation : | 10s. |
| Fréquence d'échantillonnage : | 750 Hz |
| Nombre de points par bloc : | quantification ininterrompue du numéro 60 au numéro 61. |

### 9.3.2 - ANALYSE DE DENSITE SPECTRALE

FIGURE S201

Les données introduites dans le programme SPECTROVE pour le traitement de chacune des 5 voies sont les suivantes :

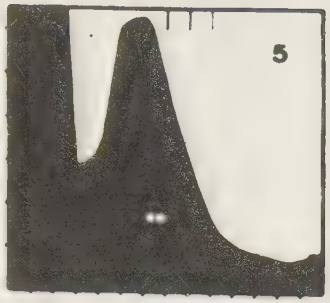
FQ = 744 NQ = 7296 H = 12 M = 32 B = 1

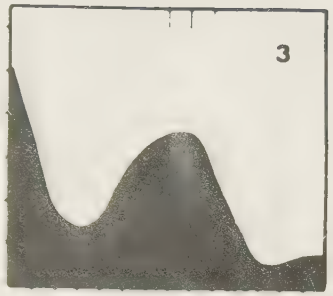
Après réduction des données la réalisation de signal traité ne contient plus que 608 points (N = NQ/H) et la cadence d'échantillonnage est ramenée à 62 Hz (F = FQ/H). La durée de la réalisation traitée est égale à 9.8s.

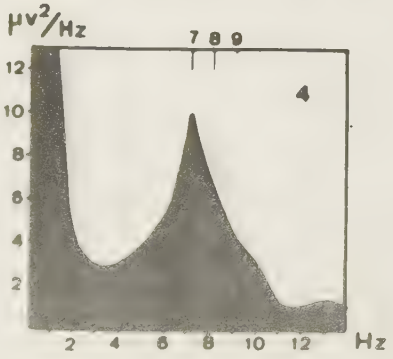
La durée Tm de la fonction de correlation calculée par le programme SPECTROVE est égale à 0.5s. En conséquence la largeur de la fenêtre spectrale obtenue après lissage de Hamming est approximativement égale à 2 Hz (1/Tm). Enfin la définition de la densité spectrale calculée par le programme SPECTROVE est égale à 1 Hz (1/2 Tm).

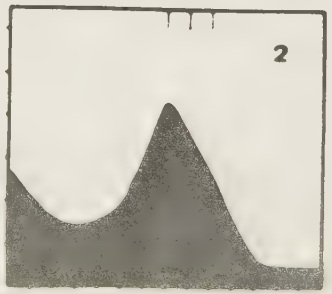
S2 01

# SPECTRES

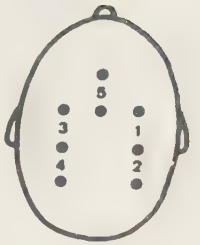


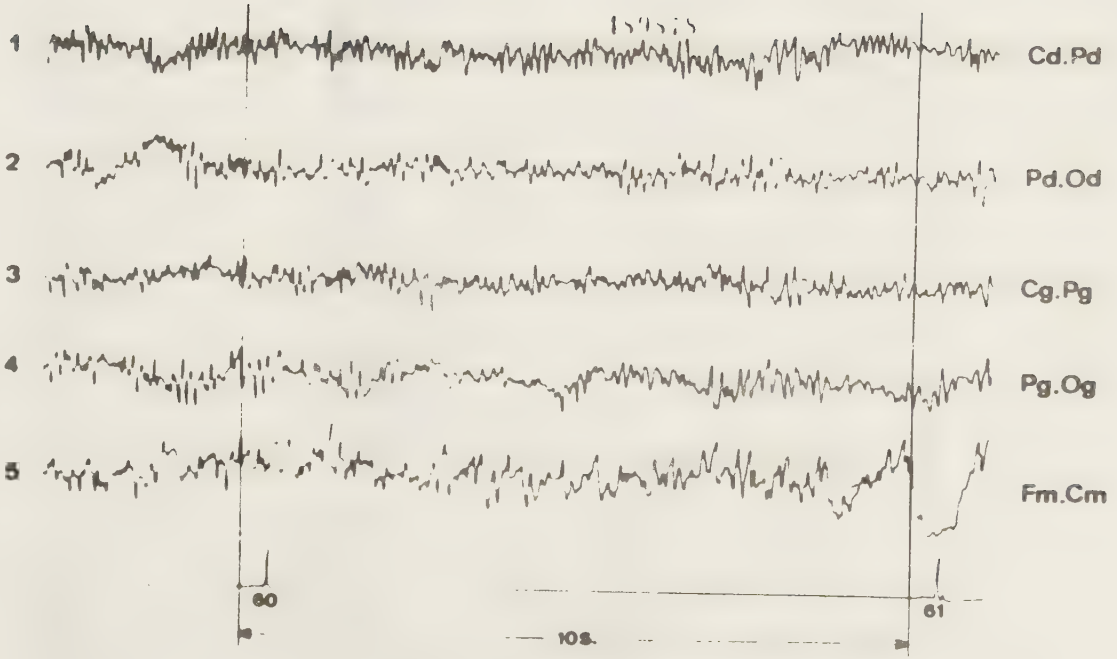






M. ROG... 8 ans
Y.F. N°60
Tn = 10 S.
Tm = 0.5 S.
Fq = 128




S2

Par suite de la durée limitée (Tn = 9.8s.) des réalisations traitées les résultats spectraux obtenus dans chaque bande de fréquence seront des estimations obéissant à une distribution du $\chi^2$ avec un nombre de degrés de liberté L égal à 39 (L = 2 Tn/Tm).

La figure S201 permet de comparer les densités spectrales des 5 signaux traités. On constate que la densité spectrale de la piste 5 présente un pic à la fréquence 6 Hz, que les densités spectrales des pistes 2 et 4 (zones occipitales) présentent toutes deux un pic à la fréquence 7 Hz, et que la densité spectrale de la piste 1 (zone rolandique droite) présente un pic à la fréquence 9 Hz.

### 9.3.3 - ANALYSES DE COHERENCE SIMPLE ET DE DEPHASAGE

FIGURE S202

La partie supérieure de la figure S202 représente les 10 courbes de cohérence des 5 voies EEG prises deux à deux. Ces résultats ont été obtenus par le programme CROSSROVE avec les données suivantes :

FQ = 744 NQ = 7296 H = 12 M = 32 B = 1

Nous avons adopté comme limite inférieure de cohérence significative la valeur $\delta$ = 0.55. Pour cette valeur et pour un nombre L de degrés de liberté égal à 39 la vraie valeur (abaque T02) a 90% de chances d'être comprise entre 0.32 et 0.7, et la vraie valeur de $\delta^2$ a donc 90% de chances d'être comprise entre 0.1 et 0.5

Compte tenu de cette convention on constate que seules les cohérence $\delta_{34}$, $\delta_{13}$, $\delta_{24}$ et $\delta_{12}$ présentent des pics de cohérence significatifs ce qui tendrait à prouver que le signal de la piste 5 (zone pariétale) est généré par un processus totalement indépendant de celui, ou de ceux, qui génère les signaux des pistes 1 et 3 (zones rolandiques) et des pistes 2 et 4 (zones occipitales). Ceci bien entendu à condition que l'hypothèse de linéarité soit vérifiée.

La partie inférieure de la figure S202 représente les 10 courbes de déphasage des 5 voies EEG prises deux à deux. Ces résultats ont également été obtenus par le programme CROSSROVE.

On remarque que seuls les déphasages $\phi_{13}$ et $\phi_{24}$ présentent une valeur pratiquement nulle dans les bandes de fréquence étudiées. Ceci tendrait à démontrer que les signaux recueillis en zone rolandique droite et en zone rolandique gauche sont générés par un processus symétrique et qu'il en est de même en zones occipitales.

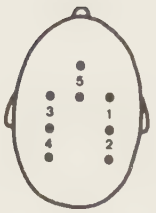
### 9.3.4 - ANALYSES DE COHERENCE CONDITIONNELLE

TABLEAU S204

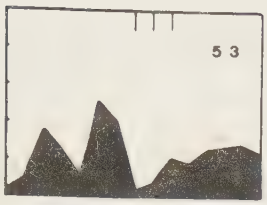
Nous avons précédemment évoqué (paragraphes 4.4.6, 4.4.7, 4.4.8 et 5.10.2) les méthodes d'analyse harmonique généralisée et plus particulièrement les notions de cohérence conditionnelle et de cohérence multiple.

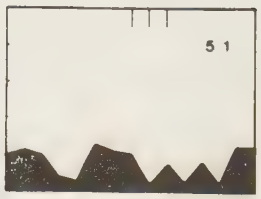
S2 02

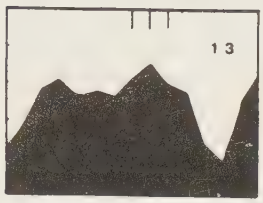
M. ROG... 8 ans
Y.F. N°60
Tn = 10 S.
Tm = 0.5 S.
Fq = 126

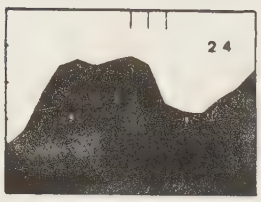


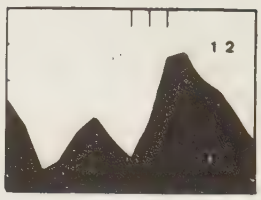

# COHERENCES

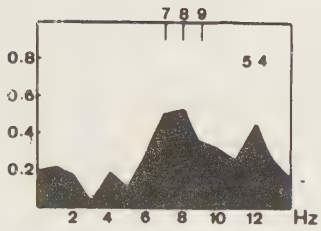


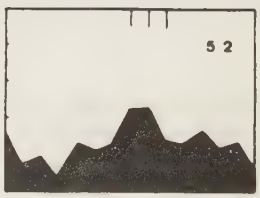





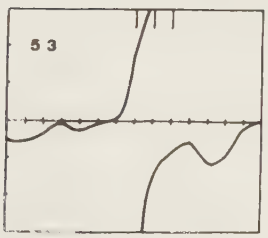



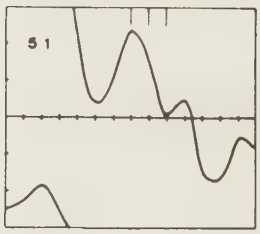



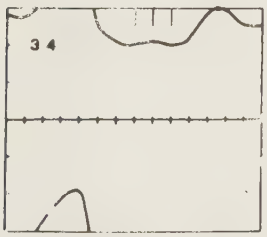



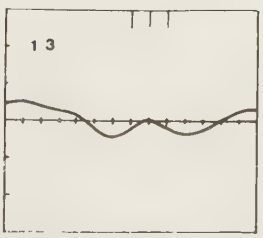


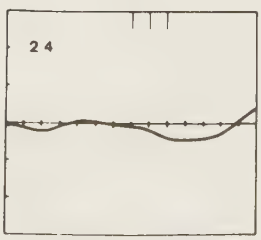

# DEPHASAGES

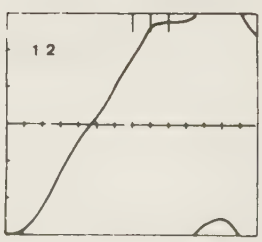


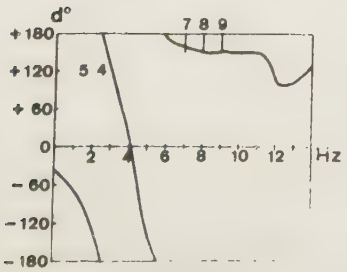



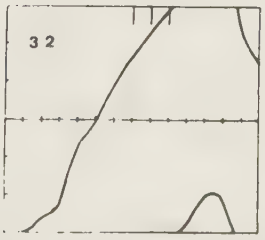



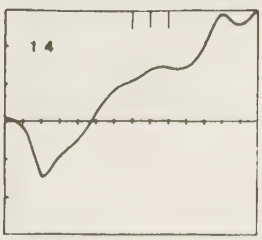



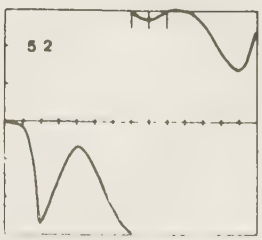



Nous avons essayé d'appliquer ces notions au signal S2. Le tableau S204 résume les résultats de cette phase d'analyse qui a été effectuée aux fréquences 7 Hz, 8 Hz et 9 Hz. Nous trouvons successivement dans ce tableau les paramètres suivants :

Sjk : les 3 tableaux Sjk correspondent aux 3 fréquences étudiées et concernant les valeurs de densités spectrales des 5 signaux pris deux à deux. Ces valeurs sont exprimées en terme d'amplitude et de phase. Les termes diagonale, à phase nulle, correspondent aux densités spectrales de puissance des 5 voies étudiées. Les autres termes correspondent aux densités spectrales croisées.

$\gamma_{jk} = S_{jk} / \sqrt{S_{jj} \cdot S_{kk}}$ : les 3 tableaux $\gamma_{jk}$ correspondent aux cohérences simples des 5 voies prises deux à deux.

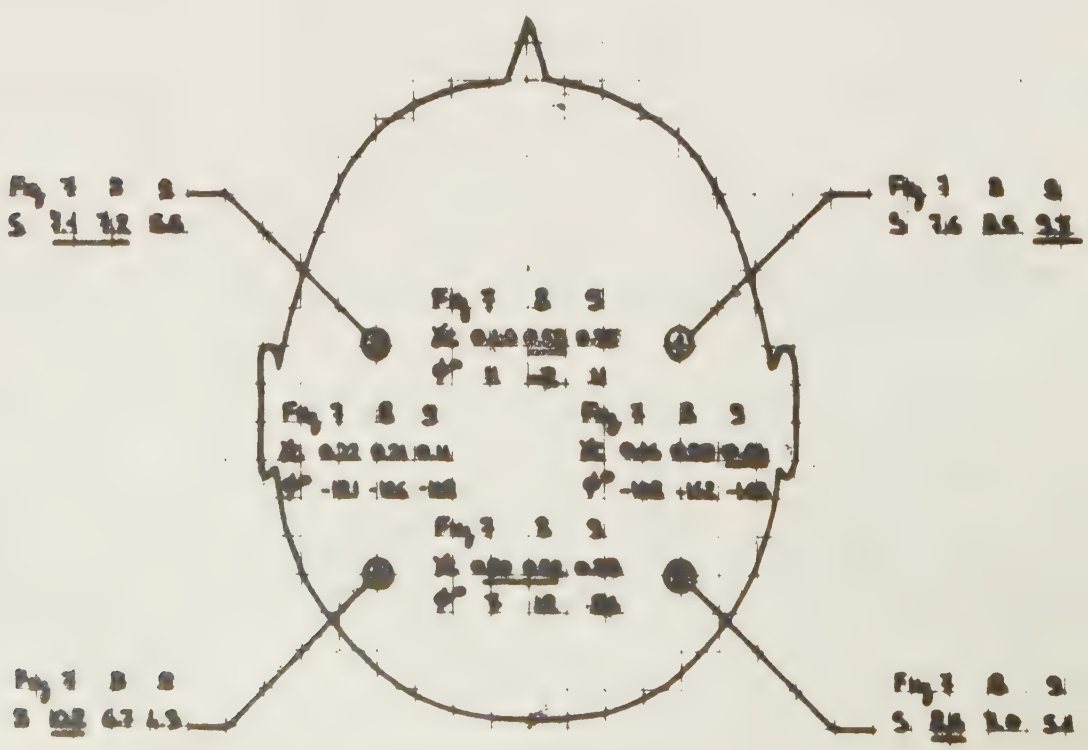
$S^{jk}$ : les 3 tableaux $S^{jk}$ représentent les matrices inverses des matrices correspondantes $S_{jk}$.

$\gamma_{M_{jj}} = 1 - 1/S^{jj} \cdot S_{jj}$ : les valeurs $\gamma_{M_{jj}}$ représentent les cohérences multiples de chacune des 5 voies pour les 3 fréquences considérées. Ces valeurs caractérisent le degré maximum de causalité liant, dans la bande de fréquence considérée, le signal $x_j(t)$ à la combinaison linéaire optimale des 4 autres signaux.

$\gamma_{C_{jk}} = S^{jk} / \sqrt{S^{jj} \; S^{kk}}$ ; les 3 tableaux $\gamma_{Cjk}$ représentent les valeurs de cohérence conditionnelle des 5 voies prises deux à deux, et ceci pour les 3 fréquences considérées. Ces paramètres caractérisent, dans la bande de fréquence considérée, le degré de causalité liant les signaux $x_j(t)$ et $x_k(t)$ si l'on suppose ces 2 signaux indépendants des trois autres.

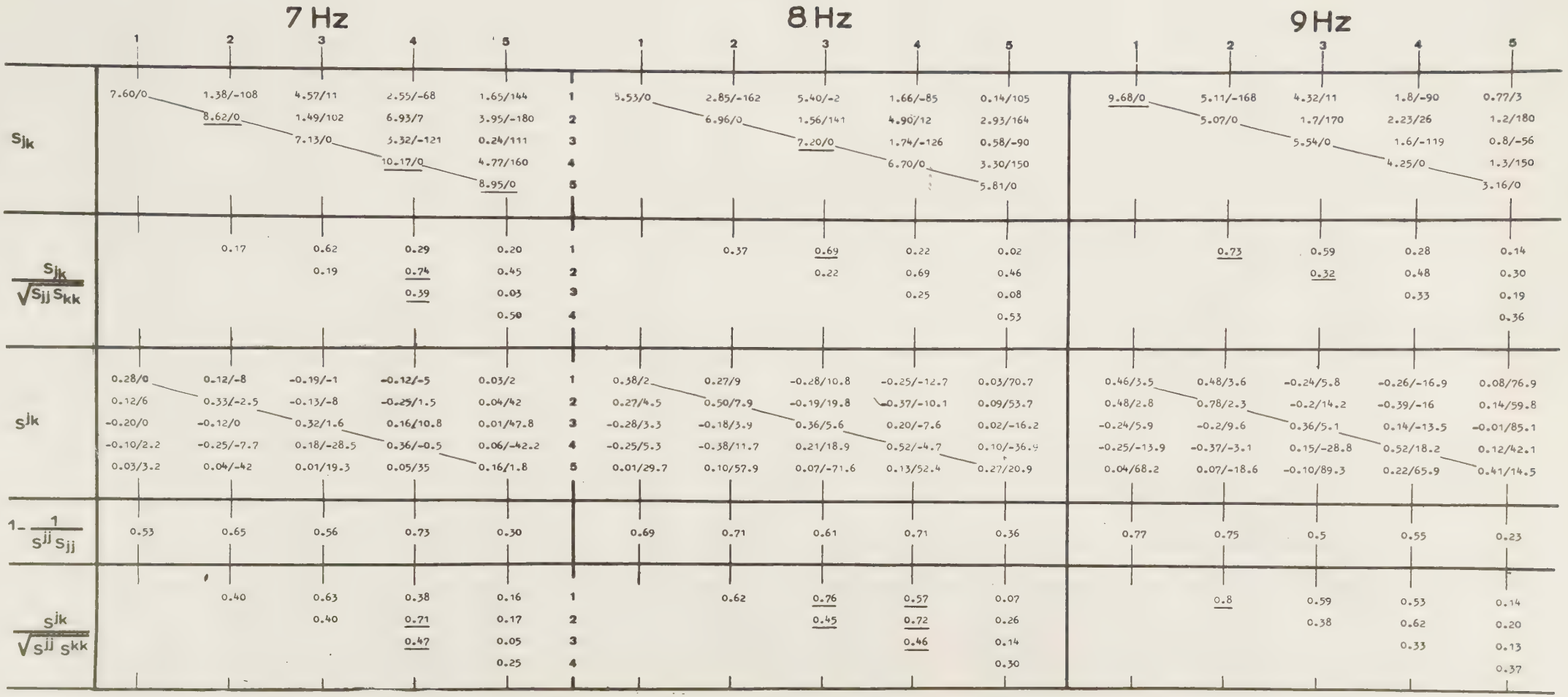
On constate à lecture de ce tableau que les pics de cohérence conditionnelle $\gamma_{Cjk}$ se situent à des valeurs plus importantes que les pics correspondants de cohérence simple $\gamma_{jk}$. Par exemple : $\gamma_{1-2,9\ Hz} = 0.73$ $\gamma_{C_{1-2,9\ Hz}} = 0.8$.

Il nous a paru intéressant de résumer ci-dessous les résultats de cette étude concernant les zones rolandiques et occipitales.



S2 04

# ANALYSE SPECTRALE MULTIDIMENSIONNELLE



## 9.4 - TRAITEMENT DE L'ENREGISTREMENT EEG S1

L'enregistrement S1 porte sur 2 voies EEG monopolaires d'un sujet adulte normal en situation de repos, les yeux ouverts. Nous avons effectué sur cet enregistrement différents traitements permettant de mettre en évidence les phénomènes de repliement du spectre (aliasing), de rupture de stationnarité, de sélectivité et de stabilité spectrales.

### 9.4.1 - CONSTITUTION DE L'ENREGISTREMENT S1

FIGURE S106

| | |
|---|---|
| Date | 24.07.67 |
| Sujet | masculin, 32 ans |
| Signaux | 2 voies EEG monopolaires (référence oreille)<br>piste 1 : occipitale droite<br>piste 2 : rolandique droite |
| Enregistrement | modulation de fréquence<br>vitesse 9.5 cm/s.<br>Bande passante : 0.1250 Hz |
| Situation | yeux ouverts |
| Numéro début (octal) | 401 |
| Numéro fin (octal) | 410 |
| Période de numérotation : | 2.6s. |
| Fréquence d'échantillonnage : | 1500 Hz |
| Nombre de points par bloc : | 3072 |
| Durée d'un bloc : | 2.05s. |

### 9.4.2 - MISE EN EVIDENCE DU REPLIEMENT DU SPECTRE

FIGURE S102

La piste 1 (Occipitale droite) a été traitée à quatre reprises par le programme SPIRITROVE (paragraphe 7-10, listing P.10). Les données des 4 traitements successifs ont respectivement été les suivantes :

| | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| NUM = 401 | B = 8 | H = 10 | KSI = 3 | M = 151 | FQ = 1500 | NQ = 3072 |
| NUM = 401 | B = 8 | H = 15 | KSI = 3 | M = 101 | FQ = 1500 | NQ = 3072 |
| NUM = 401 | B = 8 | H = 20 | KSI = 3 | M = 76 | FQ = 1500 | NQ = 3072 |
| NUM = 401 | B = 8 | H = 50 | KSI = 3 | M = 31 | FQ = 1500 | NQ = 3072 |

Les mesures lues par le programme sont constituées de 8 blocs numérotés de 3072 points chacun. Après réduction des données, obtenue en ne retenant qu'un point sur H, la réalisation traitée ne contient plus que N échantillons (N = 8 x 3072/H) et la cadence d'échantillonnage est ramenée à F (F = 1500/H).

Dans les 4 traitements successifs la durée du signal traité est égale à 16.4s. (Tn = 8 x 3072/1500) et la durée Tm de la fonction d'autocorrelation est égale à 1s. (Tm = (M - 1)/F) : en conséquence la largeur de la fenêtre spectrale obtenue par un lissage de Hamming est approximativement

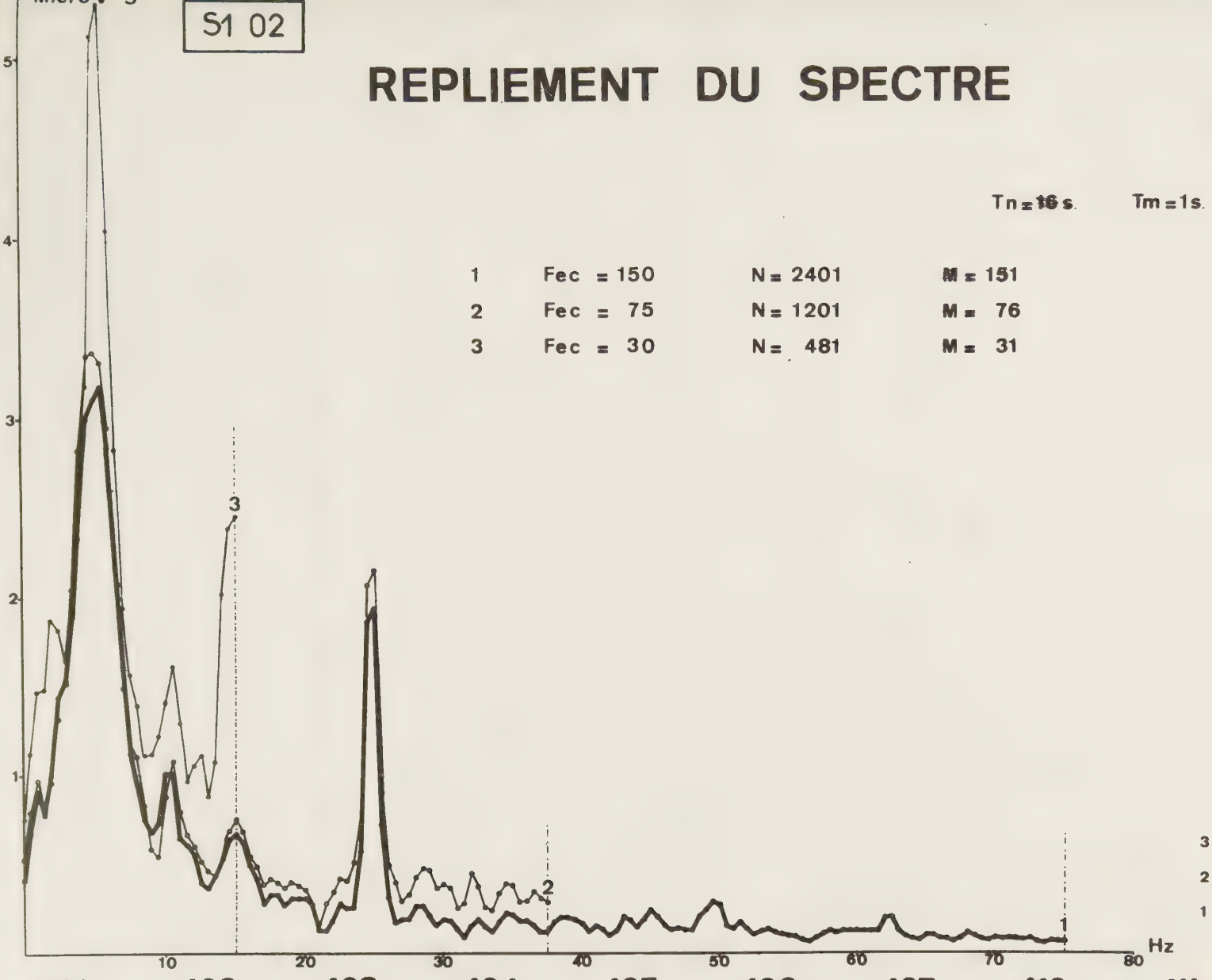
S1 02

# REPLIEMENT DU SPECTRE

OCC. Y.O.

Tn = 16 s. Tm = 1 s.

| | | | |
|---|---|---|---|
| 1 | Fec = 150 | N = 2401 | M = 151 |
| 2 | Fec = 75 | N = 1201 | M = 76 |
| 3 | Fec = 30 | N = 481 | M = 31 |




3 Pmo : 29,2
2 Pmo : 30,6
1 Pmo : 31,5

401 402 403 404 405 406 407 410 411

1S | 50 µv

OCC. Y.O.

égale à 1 Hz (1/Tm) et la définition du spectre calculé est égale à 0.5 Hz (1/2 Tm).

Chaque traitement successif permet de calculer une estimation $G_F$ (f) de la densité spectrale correspondant à une cadence d'échantillonnage F donnée.

Les cadences d'échantillonnage analysées sont respectivement les suivantes :

F = 150 Hz ($G_{150}$ (f) : courbe 1)
F = 100 Hz
F = 75 Hz ($G_{75}$ (f) : courbe 2)
F = 30 Hz ($G_{30}$ (f) : courbe 3)

Nous avons constaté que les densités spectrales G150 (f) et G100 (f) étaient pratiquement confondues = nous pouvons donc considérer que le signal traité ne contient aucune composante de fréquence supérieure à 50 Hz hormis évidemment le bruit de fond de l'appareillage qui est présent dans une bande très large et que nous avons négligé.

La densité spectrale G75 (f) laisse apparaître un début de repliement, déformation qui s'accentue sur le spectre G30 (f).

Nous avons noté au paragraphe 6.1.1 que la densité spectrale d'un signal échantillonné à la cadence F était constituée d'une série d'images de la densité spectrale réelle, décalées les unes des autres sur l'axe des fréquences d'un écart égal à F, et centrées sur les fréquences successives...., -2 F, -F, 0, +F, + 2 F, ....

Si le spectre du signal contient des composantes de fréquences supérieures à la fréquence F/2 ces images se chevaucheront. L'estimation spectrale calculée dans ces conditions pour une fréquence f positive et inférieure à F/2 sera la somme de l'énergie convenue dans la bande de fréquence f (provenant de l'image centrée sur la fréquence zéro) et de celle contenue dans la bande de fréquence F - f (provenant de l'image centrée sur la fréquence F).

Sur la figure S1202 on peut vérifier la relation suivante :

$$G_{30}(f) \# G_{150}(f) + G_{150}(30 - f)$$

Pour f = 10 Hz on peut lire en particulier :

$G_{30}$ (10) = 1.4
$G_{150}$ (10) = 1
$G_{150}$ (10) = 0.3

## 9.4.3 - MISE EN EVIDENCE DES RUPTURES DE STATIONNARITE

FIGURE S103

Nous avons souligné dans les paragraphes 6.2 et 6.3 les propriétés statistiques des estimations $\overline{X}$ et $S_X^2$ de la valeur moyenne $\mu_x$ et de la variance $\sigma_x^2$ d'un signal obtenues à partir d'une réalisation de durée limitée.

Si la durée de cette réalisation est assez grande et si son nombre $n$ de degrés de liberté ($n = 2BT$, B étant la bande passante du signal et T la durée de la réalisation) est supérieure à 50 le calcul des limites de confiance de ces estimations peut être simplifié (24, P.200 à 205 et 241 à 243).

On montre en particulier dans ces conditions que la distribution de $S_X^2$ est gaussienne et que son erreur normale standard est égale à $\varepsilon = 1/\sqrt{BT}$.

Nous avons cherché à vérifier la stationnarité de la valeur moyenne $\overline{X}$ et de la variance $S_X^2$ des signaux EEG monopolaires enregistrés en piste 1 (Occipital) et en piste 2 (Rolandique). Les séquences de 8 blocs ont été divisées en 4 segments de 2 blocs = dans chacun de ces segments d'une durée de 4 secondes et possédant donc 400 degrés de liberté ($n = 2 \times 4 \times 50$) nous avons calculé une estimation de la valeur moyenne et une estimation de la puissance moyenne.

Nous avons constaté que les valeurs moyennes $\overline{X}$ de chacun des 2 signaux restaient pratiquement identiques d'un segment à l'autre (ces valeurs ne sont pas représentées sur la figure S103). Il n'en va pas de même, pour les puissances moyennes $S_X^2$ dont les valeurs calculées sur 4 segments pour chacun des deux signaux sont :

$S_X^2$ Rolandique ($\mu V^2/s$) : 34, 26, 32, 57

$S_X^2$ Occipital ($\mu V^2/s$) : 33, 23, 21, 50

L'erreur normale standard de chaque estimation $S_X^2$ est égale à 0.07 ($\varepsilon = 1/\sqrt{50 \times 4}$). Et la distribution de ces estimations est une distribution normale dont la valeur moyenne est égale à $\sigma_x^2$ et l'écart type à $\varepsilon \sigma_x^2$.

On obtient dans ces conditions les relations suivantes :

$|\sigma_x^2 - S_x^2| < 2\varepsilon\sigma_x^2$ pour un niveau de confiance de 95%

$|\sigma_x^2 - S_x^2| < 1.28\varepsilon\sigma_x^2$ pour un niveau de confiance de 80%

Les limites de confiance correspondant à un niveau de 95% sont donc égales à $S_X^2/(1 + 2\varepsilon)$ et $S_X^2/(1 - 2\varepsilon)$.

Les limites de confiance correspondant à un niveau de confiance de 80% sont donc égales à $S_X^2/(1 + 1.28\varepsilon)$ et $S_X^2/(1 - 1.28\varepsilon)$.

Nous avons représenté sur la figure S103 en regard des segments de signaux correspondants les valeurs $S_x^2$ , les intervalles de confiance à 80% et les intervalles de confiance à 95%.

On constate que la stationnarité de la puissance moyenne n'est pas vérifiée pour le signal enregistré en région occipitale, mais que cette stationnarité constitue une hypothèse raisonnable pour les 6 premiers blocs (soit 12 secondes, du numéro 401 au numéro 406 inclus) du signal enregistré en région rolandique.

Nous avons cherché à préciser la cause de cette rupture de stationnarité qui se situe dans les blocs 407 et 410.

Pour cela nous avons divisé chaque séquence de 8 blocs numérotés en 2 segments de 4 blocs chacun. Dans chacun de ces segments nous avons calculé la densité spectrale du signal.

Pour ce faire nous avons tout d'abord réduit les données initiales en n'en conservant qu'un point sur cinq : la cadence de quantification a été ainsi ramenée à 300 Hz et le volume de chaque bloc à 615 points.

Puis nous avons traité les deux signaux étudiés à l'aide du programme SPECTROVE avec les données suivantes :

FQ = 300 NQ = 2460 H = 3 M = 51 B = 2

La durée Tn de chaque réalisation analysée par le programme est égale à 8s. et la durée Tm de la fonction d'autocorrelation est égale à 0.5s. La largeur de la fenêtre spectrale obtenue par un lissage de Hamming est approximativement égale à 2 Hz (1/Tm) et la définition du spectre calculé égale à 1 Hz (1/2 Tm).

Par suite de la durée limitée (Tn = 8s.) des réalisations traitées les résultats spectraux obtenus dans chaque bande de fréquence seront des estimations G (f) de la valeur réelle $\Psi(f)$ de la densité spectrale dans la bande considérée. On montre (paragraphe 5.8.1) que la quantité $L.G(f)/\Psi(f)$ obéit à une distribution du $\chi^2$ possédant L degrés de liberté (avec L = 2 Tn/Tm).

Dans les conditions de traitement décrites ci-dessus les limites de confiance de G (f) correspondant à un niveau de confiance de 80% seront égales à :

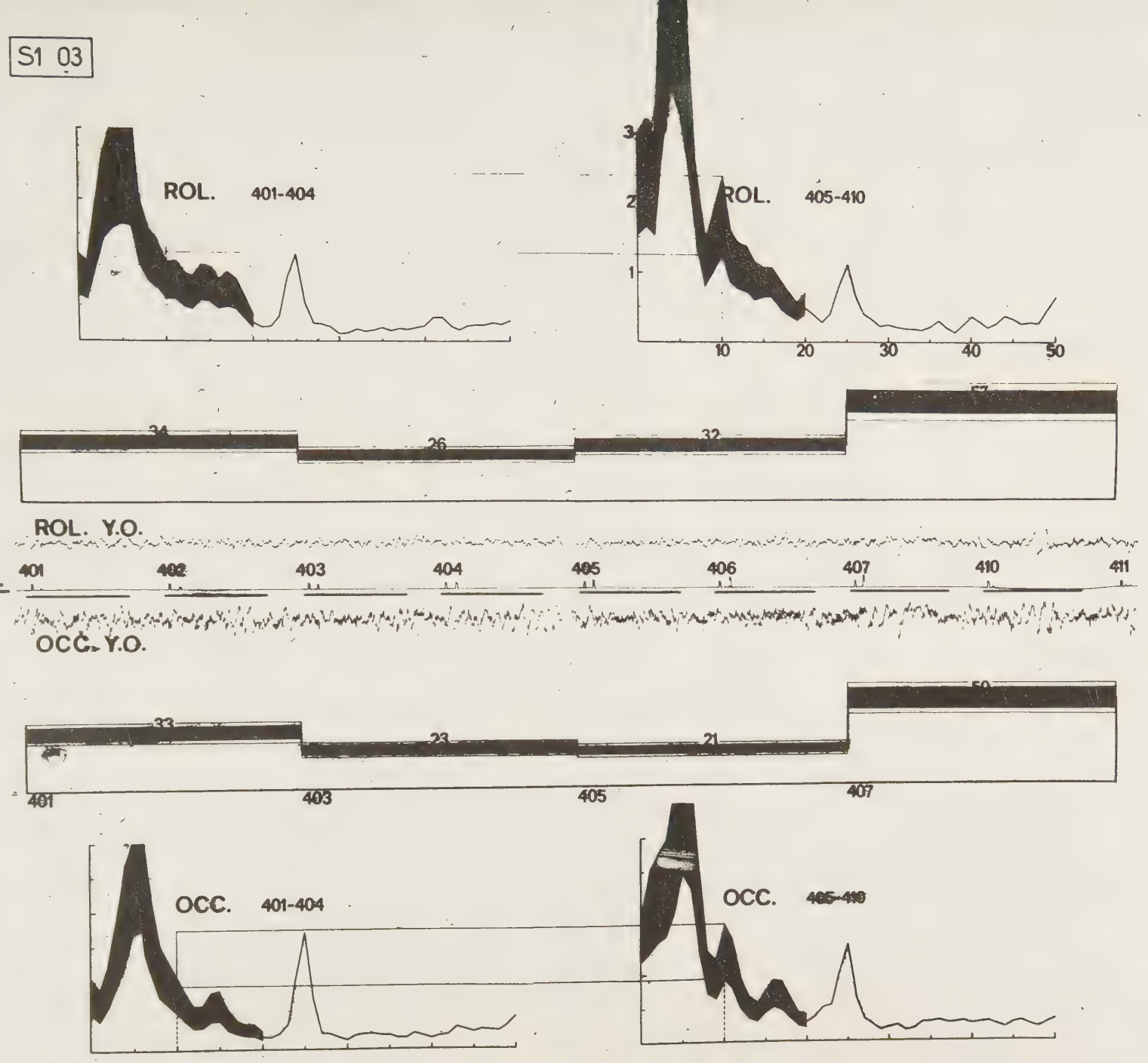
$$G(f) \cdot 32/\chi^2_{32,0.9} \quad \text{et} \quad G(f) \cdot 32/\chi^2_{32,0.1}$$

soit :

$$1.43\ G(f) \quad \text{et} \quad 0.76\ G(f)$$

Nous avons tracé sur la figure S103 les intervalles de confiance à 80% des différentes densités spectrales calculées.

On constate, aussi bien pour le signal issu de la zone occipitale que pour le signal rolandique, que les spectres calculés dans le




STATIONNARITE PMO.(4S.) & SPECTRES(8S.) PROB = 0.8

second segment de 8 secondes (blocs 405 à 410) possèdent un pic de fréquence 10 Hz qui n'existait pas dans les spectres calculés dans le premier segment de 8 secondes.

Nous pouvons en particulier vérifier que la densité spectrale du signal rolandique durant les 8 dernières secondes possède un pic à 10Hz d'une amplitude égale 1.6 $\mu v^2$s./Hz : pour un niveau de confiance égal à 80% les limites de confiance de ce pic sont égales à 1.2 et 2.3. Or on peut vérifier que la limite de confiance supérieure de l'estimation de la densité spectrale calculée dans le premier segment de 8 secondes est, à la fréquence 10 Hz inférieure à 1.2.

Nous constatons un phénomène analogue pour le signal recueilli en zone occipitale.

La cause de la rupture de stationnarité semble donc être l'apparition, au cours des 8 dernières secondes de l'enregistrement, d'une "bouffée" à la fréquence 10 Hz non visible sur le tracé.

On peut constater sur la figure S104 que la densité spectrale calculée sur un segment de 12 secondes (blocs 401 à 406) ne possède pas de pic à la fréquence 10 Hz : nous pouvons donc affirmer que l'apparition de la "bouffée" d'alpha se situe dans les blocs 407 à 410.

Il nous arrive fréquemment de calculer une densité spectrale à partir d'une réalisation ne satisfaisant pas l'hypothèse de stationnarité. Il est intéressant de se demander si la densité spectrale a dans ces condition une signification, et dans l'affirmative quelle interprétation on peut en donner. Il convient de se rappeller que la densité spectrale est déduite de la fonction d'autocorrelation qui est elle-même le résultat d'une moyenne calculée sur toute la durée de la réalisation supposée stationnaire. La variation éventuelle de l'un des paramètres durant une fraction de la durée de la réalisation sera donc moyennée sur la durée globale de cette dernière. Dans l'exemple étudié la composante de fréquence 10 Hz se retrouvera pondérée par un coefficient égal à 4/16 dans le spectre de la réalisation d'une durée globale de 16s. On constate donc qu'un tel pic traduit effectivement l'existence d'une composante spectrale à la fréquence correspondante : mais l'estimation de cette composante a été calculée à partir d'un phénomène ("bouffée" d'alpha) dont la durée réelle a été de 4s. et non pas de 16s. La stabilité de cette estimation sera donc médiocre puisque la précision statistique est bien inférieure à ce qu'elle aurait été si cette composante spectrale avait été présente sur toute la durée de la réalisation.

### 9.4.4 - ETUDE DE LA SELECTIVITE ET DE LA STABILITE

FIGURE S104

L'étude décrite ci-après porte sur une réalisation d'une durée de 12s. (blocs 401 à 406 inclus) du signal recueilli en zone rolandique. On a constaté dans le paragraphe précédent que l'hypothèse de stationnarité était raisonnable pour l'intervalle de temps considéré.

Les 4 courbes de densité spectrale figurant dans la partie

supérieure de la figure S104 illustrant la notion de pouvoir de résolution en fréquence, ou sélectivité.

Pour effectuer cette étude nous avons appliqué 4 fois le programme SPIRITROVE sur les données numériques brutes en utilisant successivement les 4 groupes de paramètres suivants :

| | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| NUM = 401 | B = 12 | H = 15 | KSI = 1 | M = 101 | FQ = 1500 | NQ = 1536 |
| NUM = 401 | B = 9 | H = 15 | KSI = 1 | M = 76 | FQ = 1500 | NQ = 1536 |
| NUM = 401 | B = 6 | H = 15 | KSI = 1 | M = 51 | FQ = 1500 | NQ = 1536 |
| NUM = 401 | B = 3 | H = 15 | KSI = 1 | M = 26 | FQ = 1500 | NQ = 1536 |

Chacun de ces 4 traitements débute par une réduction des données qui ramène la cadence de quantification à 100 Hz.

Les durées des réalisations successivement traitées sont : Tn = 12s. , Tn = 9s. , Tn = 6s. , et Tn = 3s.

Les durées des fonctions d'autocorrelation successivement calculées sont : Tm = 1 s. , Tm = 0.75 s., Tm = 0.5 s., et Tm = 0.25s.

On constate donc que le rapport Tn/Tm reste identique dans les 4 traitements et que donc le nombre L (L = 2 Tn/Tm) de degrés de liberté de chaque estimation spectrale reste égal à 24. La précision statistique des résultats reste donc la même dans les quatre cas = les limites de confiance des estimations spectrales G (f) calculées sont, pour un niveau de confiance de 80%, égales à :

$$G(f) \cdot 24/\chi^2_{24,0.9} \qquad \text{et} \qquad G(f) \cdot 24/\chi^2_{24,0.1}$$

soit :

$$1.53\ G(f) \qquad \text{et} \qquad 0.73\ G(f)$$

On constate également que la largeur de la fenêtre spectrale obtenue par un lissage de Hamming est de 1 Hz pour le premier spectre, 1.33 Hz pour le second, 2 Hz pour le troisième et 4 Hz pour le quatrième.

L'examen des résultats obtenus est particulièrement significatif dans la bande de fréquences comprise entre 3 Hz et 7 Hz, bande dans laquelle figurent 2 pics qui sont progressivement lissés à mesure que Tm diminue.

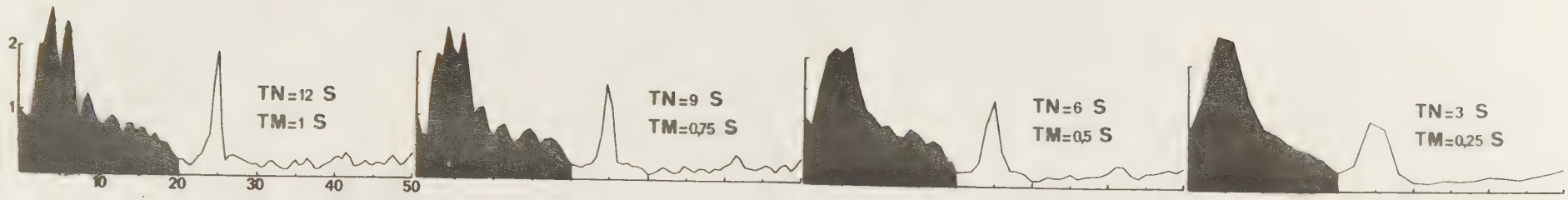
Les 3 courbes de densité spectrale figurant dans la partie inférieure de la figure S104 illustrent la notion de stabilité, ou précision statistique.

Pour effectuer cette étude nous avons appliqué 3 fois le programme SPIRITROVE aux données numériques brutes en utilisant successivement les 4 groupes de paramètres suivants :

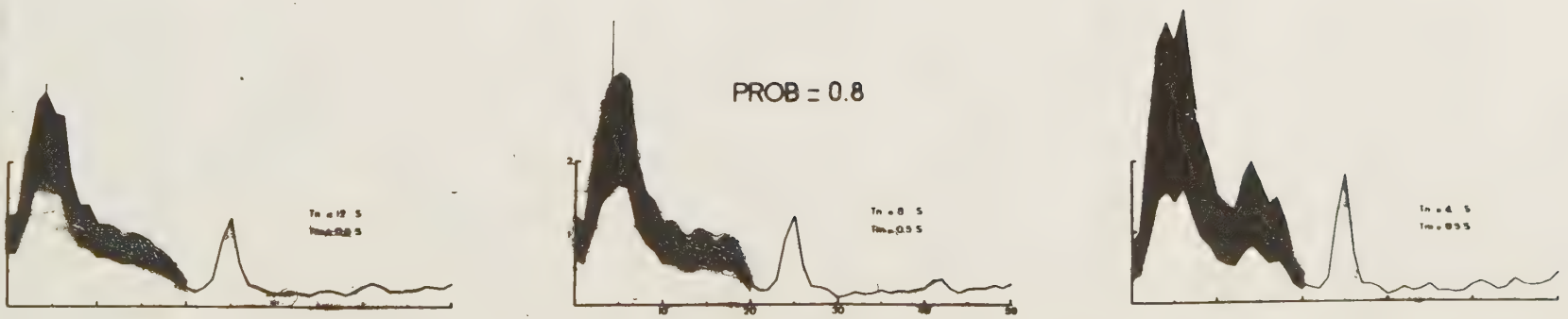
NUM = 401 B = 12 H = 15 KSI = 1 M = 51 FQ = 1500 NQ = 1536

S1 04

## VARIATION DE LARGEUR DE FENETRE TN/TM=12



## STABILITE



NUM = 401 B = 8 H = 15 KSI = 1 M = 51 FQ = 1500 NQ = 1536
NUM = 401 B = 4 H = 15 KSI = 1 M = 51 FQ = 1500 NQ = 1536

Chacun des 3 traitements débute par une réduction des données qui ramène la cadence d'échantillonnage à 100 Hz.

Les durées des réalisations successivement traitées sont respectivement égales à Tn = 12s. , Tn = 8s. , et Tn = 4s.

La durée de la fonction d'autocorrelation est égale à 0.5s. dans les trois cas. La largeur de la fenêtre spectrale obtenue par lissage de Hamming est donc de 2 Hz pour les trois spectres calculés.

Par contre le nombre L (L = 2 Tn/Tm) de degrés de liberté des estimations spectrales est égal à 48 pour le premier spectre, à 32 pour le second et à 16 pour le troisième.

Les limites de confiance des estimations G (f) calculées sont, pour un niveau de confiance de 80%, données par les relations suivantes :

$$G(f) \cdot L/\chi^2_{L,0.9} \qquad \text{et} \qquad G(f) \cdot L/\chi^2_{L,0.1}$$

Soit pour les différents cas traités :

| | | | |
|---|---|---|---|
| Tm | 0.5s. | 0.5s. | 0.5s. |
| Tn | 12s. | 8s. | 4s. |
| L = 2 Tn/Tm | 48 | 32 | 16 |
| $L/\chi^2_{L,0.9}$ | 1.33 | 1.43 | 1.72 |
| $L/\chi^2_{L,0.1}$ | 0.79 | 0.76 | 0.68 |
| Intervalle de confiance | 0.54 G (f) | 0.67 G (f) | 1.04 G (f) |

Nous avons représenté sur la figure S104 les 3 densités spectrales calculées ainsi que leurs tunnels de confiance respectifs correspondant à un niveau de confiance de 80%.

On peut constater, instamment pour la composante de fréquence 4 Hz, que les résultats obtenus sont parfaitement homogènes et conformes à la théorie.

### 9.4.5 - ETUDE SPECTRALE DE DEUX VOIES EEG

FIGURE S106

Nous avons voulu représenter graphiquement sur la figure S106 les différentes étapes d'une analyse spectrale complète effectuée sur 2 voies EEG.

Nous avons retenu les 2 signaux issus des zones Rolandique et Occipitale sur une durée de 8 blocs (numéro 401 à numéro 410 inclus).

Nous avons tout d'abord réduit les données initiales en ne conservant qu'un point sur cinq : la cadence de quantification a été ainsi

ramenée à 300 Hz et le volume de données par bloc à 615.

Les programmes utilisés ont été les programmes SPECTROVE et CROSSROVE avec les données suivantes :

FQ = 300 NQ = 4800 H = 3 M = 101 B = 1

On constate qu'après réduction des données la cadence d'échantillonnage est égale à 100 Hz, que la durée Tn de la réalisation traitée est égale à 16s., et que la durée Tm des fonctions de correlation est égale à 1s. Le nombre L de degrés de liberté de chaque estimation spectrale sera donc égal à 32 et la largeur de la fenêtre spectrale après lissage de Hamming sera égal à 1 Hz.

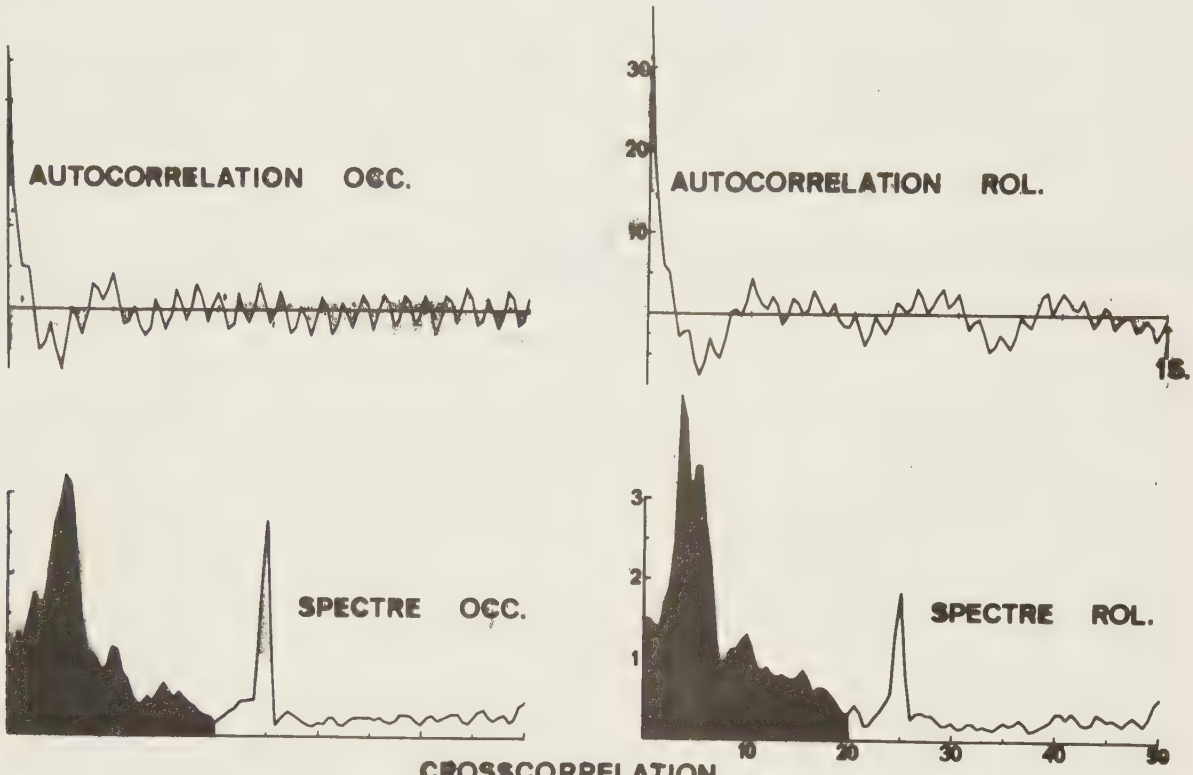
Les deux courbes représentées à la partie supérieure de la figure S106 sont les fonctions d'autocorrelation centrées des deux signaux traités. Ces fonctions était paires nous n'en avons représenté que les portions correspondant aux délais positifs. La définition de ces courbes est égale à 0.01s. et le délai maximum à 1s.

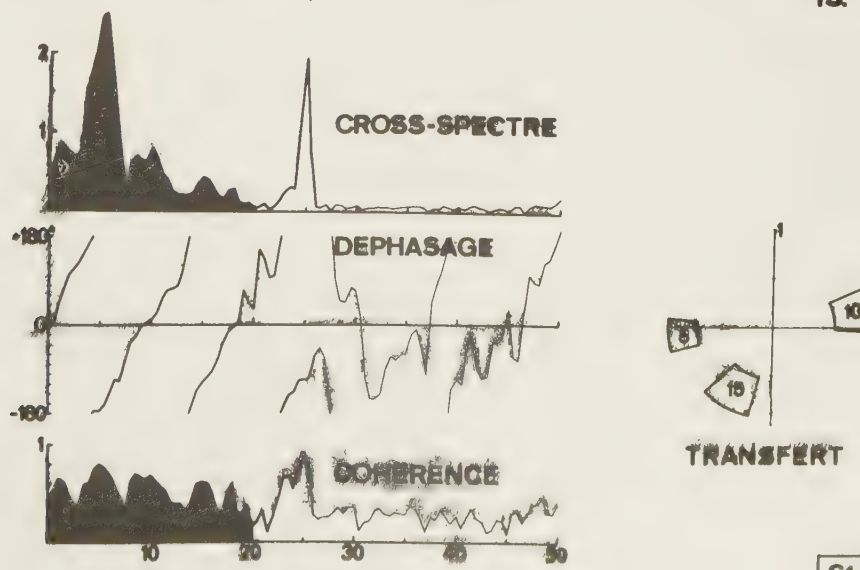
La fonction d'autocorrelation d'un signal aléatoire de valeur moyenne nulle tend vers zéro quand le délai tend vers l'infini : dans la pratique on appelle "longueur de correlation" le délai au bout duquel la fonction d'autocorrelation devient pratiquement négligeable. Ce paramètre qui caractérise en quelque sorte la "mémoire" du processus, présente un intérêt théorique certain dans le traitement des potentiels évoqués. Il convient en effet de veiller à ce que la période des stimulations soit supérieure à la longueur de correlation moyenne de l'EEG spontané du sujet soumis à des conditions d'expérience identiques, ceci afin que les potentiels évoqués dont on veut calculer la moyenne soient réellement indépendants. Suivant les sujets étudiés nous avons constaté que la longueur de correlation moyenne du signal EEG pouvait varier de 0.3s. à 4s.

Les deux courbes suivantes représentent les densités spectrales des deux signaux étudiés. Ces densités présentent des pics significatifs dans les bandes centrées sur les fréquences 5 Hz, 10 Hz, et 15 Hz. Dans la bande de fréquences centrée autour de 5 Hz nous constatons que la densité spectrale du signal issu de la zone rolandique présente deux pics décalés de 1.5 Hz = nous avons remarqué que les densités spectrales des signaux EEG présentaient très fréquemment une telle caractéristique.

La courbe tracée au centre de la figure S106 représente la fonction de crosscorrelation des 2 sinaux traités. La partie droite de cette fonction , qui correspond à un décalage positif du signal issu de la zone rolandique par rapport à celui issu de la zone occipitale, présente un accident important pour un délai égal à 0.1s. : pour ce retard, il y a donc circulation d'énergie de la zone occipitale vers la zone rolandique.

La courbe suivante représente la densité spectrale croisée des 2 signaux étudiés (c'est à dire le module de la transformée de Fourier de la fonction de cross-correlation) : cette fonction qui caractérise le spectre des échanges d'énergie présente des pics dans les bandes centrées sur les fré-




S1 06

ANALYSE DE DEUX VOIES EEG TN=16 S.

quences 5 Hz, 10 Hz et 15 Hz.

Nous avons ensuite représenté la courbe du déphasage des 2 signaux étudiés en fonction de la fréquence. Nous constatons que cette fonction varie pratiquement de façon linéaire de 0 à 20 Hz, et que la pente moyenne de cette variation linéaire de déphasage correspond au retard de l'accident principal de la fonction de crosscorelation. (On peut par exemple vérifier que ce retard de 0.1s. va entraîner à la fréquence 5 Hz un déphasage égal à $2\pi \times 5 \times 0.1$ soit 180°).Nous pouvons donc en déduire que la circulation d'énergie des composantes spectrales situées entre 0 et 20 Hz s'effectue de la zone occipitale vers la zone rolandique.

La dernière courbe représentée sur la figure S106 représente la fonction de cohérence dont le pic principal est situé à la fréquence 5 Hz.

# 10 CONCLUSIONS

# 10 - CONCLUSION

## 10.1 - ETUDE BIBLIOGRAPHIQUE

L'étude bibliographique préliminaire a porté sur 126 ouvrages ou articles dont 11 antérieurs à 1950 et 50 postérieurs à 1965. Sur ces 126 références, 64, essentiellement d'origine anglo-saxonne, concernaient exclusivement les méthodes de traitement du signal EEG.

Trois conclusions se dégagent de l'étude historique effectuée à partir de ces 64 références.

La première concerne l'importance attachée par les chercheurs, et cela depuis plus de 40 ans, au contenu fréquentiel du signal EEG et aux méthodes d'analyse harmonique. Ce point de vue s'explique aisément par l'existence dans l'électroencéphalogramme humain d'un certain nombre de rythmes fondamentaux dont les caractéristiques peuvent être liées à l'état ou à la situation du sujet observé et constituer dans certains cas une aide au diagnostic.

La seconde conclusion est la suivante : le véritable essor des méthodes de traitement du signal EEG date de l'époque à laquelle on se mit à considérer ce signal comme étant de nature aléatoire. Intuitivement cet aspect des choses est satisfaisant puisque l'électroencéphalogramme recueilli sur le scalp semble être le reflet de l'activité d'une population de neurones, c'est à dire la résultante d'un très grand nombre d'activités électriques unitaires .

La troisième conclusion est d'ordre technologique. La complexité des méthodes d'analyse des signaux aléatoires, ainsi que le volume des informations traitées nécessitent des moyens de calcul puissants. En fait la mise en oeuvre pratique de ces méthodes coincida avec le développement de systèmes de traitement numérique universels (ordinateurs) ou spécialisés (opérateurs câblés).

Ces conclusions nous ont amené à adopter, comme base de travail d'une part les travaux effectués à l'Université de Californie entre 1963 et 1967 par WALTER et ADEY, et d'autre part les méthodes d'analyse numérique exposées par BLACKMAN et TUKEY en 1958 (Réf. 29) et par BENDAT et PIERSOL en 1966 (Réf. 24).

En ce qui concerne les moyens d'analyse nous avons choisi de traiter les signaux sur ordinateur plutôt que sur des analyseurs spécialisés : cette méthode bien que lourde et coûteuse nous a semblé être celle qui nous permettrait le plus aisément de modifier (par programme) les modalités d'analyse en fonction des résultats obtenus.

Du point de vue technologique le seul apport original a concerné l'utilisation systématique d'une base de temps codée au niveau de l'enregistrement analogique des signaux = cette base de temps nous a permis de repérer sans risque d'erreur tout au long de la chaîne des traitements les différents fragments de signaux soumis à l'analyse.

Des protocoles d'expérience très précis (non décrits dans la thèse) nous ont permis de constituer une chaîne d'analyse efficace à partir d'éléments géographiquement dispersés et de contrôler la qualité des informations d'un bout à l'autre de cette chaîne.

## 10.2 - METHODES MISES EN OEUVRE

En ce qui concerne l'analyse proprement dite notre démarche a été la suivante : nous avons cherché à développer des moyens de traitement nous permettant d'effectuer successivement les opérations suivantes :

- Vérification systématique des hypothèses faites sur la structure des signaux soumis à l'analyse.

- Traitement des fragments de signaux répondant aux hypothèses, et ceci par des méthodes relevant principalement de l'analyse harmonique des signaux aléatoires.

- Critique systèmatique (sélectivité et stabilité) des résultats obtenus.

A notre connaissance une telle démarche est originale, tout au moins dans le domaine de l'analyse du signal EEG.

Le contrôle des hypothèses effectuées sur les signaux constitue la partie la plus originale de cette thèse. Les programmes développés à cette occasion nous ont en effet permis de contrôler la stationnarité de la valeur moyenne d'un signal, celle de sa puissance moyenne ainsi que la loi de sa distribution d'amplitude. Nous nous sommes également efforcé de vérifier l'hypothèse de linéarité.

Les périodes durant lesquelles une, ou plusieurs de ces hypothèses se trouvaient être vérifiées, étaient repérées grâce aux informations délivrées par la base de temps codée lors de l'enregistrement initial des signaux.

Les méthodes d'analyse proprement dites que nous avons développé et appliqué aux fragments de signaux respectant les hypothèses ont été les suivantes :

- autocorrelation d'un signal
- densité spectrale d'un signal
- évolution (amplitude et phase) d'une raie du spectre d'un signal
- sommation de potentiels évoqués
- crosscorrellation de 2 signaux
- densité spectrale croisée de 2 signaux
- déphasage de 2 signaux
- cohérence spectrale de 2 signaux
- cohérences multiples et conditionnelles d'une famille de signaux

Toutes ces méthodes (à l'exception de la démodulation complexe) avaient déjà été utilisées à l'Université de Californie, et notre travail personnel a consisté à écrire et mettre au point des programmes de traitement homogènes avec les conditions particulières de nos protocoles d'expérience : nos programmes comportent en particulier la mise à l'échelle des résultats ainsi que leur repérage par l'affectation des indications de la base de temps codée.

Les programmes d'analyse spectrale que nous avons développé font essentiellement appel à la méthode indirecte, c'est à dire au calcul intermédiaire des fonctions de correlation. Nous avons toutefois mis au point un programme de calcul de la densité spectrale d'un signal par la méthode directe afin de comparer les résultats obtenus par ces deux modes d'analyse. Ce travail nous a permis de constater, qu'à sélectivité et stabilité équivalentes ces deux méthodes fournissaient des résultats absolument comparables. L'absence dans le compilateur FORTRAN que nous avons utilisé de possibilités de traitement des variables complexes, nous a empêché de nous servir en routine de la méthode de transformation de Fourier rapide.

Tous les résultats obtenus par ces diverses méthodes sont des estimations statistiques dont la stabilité (ou le nombre de degrés de liberté dans le cas de résultats spectraux) est liée à la durée du signal analysé ainsi que dans le cas d'une analyse harmonique, à la sélectivité des fonctions spectrales obtenues en fin de traitement.

C'est ainsi que le calcul des limites de confiance de la valeur et de la puissance moyennes d'un court fragment de signal a été effectué à l'aide de programmes originaux, et que la critique des résultats spectraux (densité, cohérence et déphasage) nous a amené à mettre au point par programme plusieurs familles d'abaques également originales. De la même façon nous avons rédigé un programme permettant de déterminer les lois des différents types de fenêtres spectrales qui limitent la sélectivité des fonctions harmoniques résultant du traitement d'un échantillon de signal de durée limitée.

L'élaboration de cet ensemble de moyens d'analyse a nécessité la rédaction et la mise au point de 13 programmes totalisant plus de 2100 instructions FORTRAN. Certains de ces programmes sont utilisés en routine sur IBM 360/44 depuis plus de 3 ans par un laboratoire Marseillais de recherche médicale.

Le manque de puissance de l'ordinateur que nous avons uti-

lisé, le nombre insuffisant de ses unités de bande magnétique et l'absence d'unités de disques nous a empêché de développer un système de traitement intégré permettant d'enchaîner automatiquement les programmes de test, d'analyse et de critique des résultats. Un tel système d'analyse en temps différé, dont la mise en oeuvre serait très simple, permettrait :

- de prendre en charge plusieurs voies EEG de très longue durée
- de repérer automatiquement (grâce aux indications de la base de temps codée) les séquences durant lesquelles les hypothèses de stationnarité et de distribution gaussienne des amplitudes sont simultanément vérifiées sur les diverses voies EEG.
- d'effectuer les différentes analyses demandées sur les séquences ainsi sélectionnées.
- de calculer les limites de confiance des résultats
- d'éditer les résultats

En ce qui concerne le très proche avenir, une analyse technologique et économique des systèmes de traitement actuels ou en cours de développement, ainsi que les difficultés (durée exagérée des temps de calcul dans le cas d'analyses spectrales) rencontrées au cours de ce travail nous amènent à penser que le matériel le mieux adapté à ce genre d'étude serait un système organisé autour d'un calculateur scientifique rapide et puissant, équipé d'un FFTeur câblé connecté à un canal d'accès rapide et d'organes périphériques d'acquisition et de stockage des données numériques.

Il convient de souligner que toutes les expériences de traitement automatique du signal EEG effectuées à ce jour, y compris bien sur la notre, ne portent que sur un nombre ridiculement faible d'enregistrements. Et il faut bien avouer que les enseignements que l'on a pu tirer de ces expériences sont disproportionnés par rapport aux moyens matériels et humains mis en oeuvre. Nous pensons que la conclusion la plus importante de notre travail est la suivante : seul un système de celui que nous venons d'évoquer permettra de traiter un volume suffisant de tracés EEG pour qu'une synthèse puisse se dégager du grand nombre de résultats obtenus.

## 10.3 - ANALYSES EFFECTUEES

Nous avons appliqué les programmes d'analyse précédemment décrits aux 4 familles d'enregistrement suivantes : 3 enregistrements (S1, S2, S3) de plusieurs voies EEG, et l'enregistrement (S4) d'un signal artificiel constitué par le mélange de plusieurs signaux issus de générateurs électroniques.

### 10.3.1 - ANALYSE DE L'ENREGISTREMENT S4

L'enregistrement S4 concerne un signal artificiel, ou synthétique, que nous avons élaboré en mélangeant le signal délivré par un générateur de bruit et une ou plusieurs composantes sinusoidales. La fréquence des ondes sinusoidales, leurs amplitudes relatives et le niveau de bruit ont été choisis de telle façon que l'enregistrement graphique du signal S2 présente "à l'oeil" des caractéristiques identiques à celles d'un signal EEG.

L'enregistrement S4 a été organisé en 6 séquences d'une durée de 220s. correspondant respectivement aux signaux suivants : Bruit, composante 9 Hz, composante 10 Hz, Bruit + composante 10 Hz, Bruit + composante 9 Hz, Bruit + composante 9 Hz + composante 10 Hz.

Dans chacune de ces séquences nous avons procédé à une série d'analyses de distribution d'amplitude qui nous ont notamment permis de vérifier le caractère gaussien du signal délivré par le générateur de bruit.

Nous avons également testé la stationnarité de la valeur moyenne et de la puissance moyenne tout au long des 4 séquences comportant un bruit de fond (Bruit, Bruit + 10 Hz, Bruit + 9 Hz, Bruit + 9 Hz + 10 Hz).

Ces différents tests nous ont permis de choisir dans chacune de ces 4 séquences un fragment d'une durée de 24s. a partir desquels nous avons calculé la densité spectrale des signaux correspondants. Cette étude spectrale nous a permis de vérifier la validité des calculs concernant les limites de confiance des estimations de valeur moyenme, de puissance moyenne et de densité spectrale, ainsi que les phénomènes de limitation de sélectivité.

Nous avons par ailleurs procédé à d'autres analyses dont les résultats ne figurent pas dans cette thèse et qui nous ont permis de constater la coincidence des résultats spectraux obtenus par les méthodes indirecte et directe, ainsi que la validité de la méthode de démodulation complexe.

Nous avons donc cherché à vérifier la validité des méthodes de traitement automatique du signal EEG en appliquant ces mêmes méthodes à un signal artificiel d'une structure proche de celle du signal EEG et dont nous connaissions au départ toutes les caractéristiques. Cette vérification, probante par ailleurs, souffre à notre avis du défaut suivant : le signal S4 est constitué par le mélange d'un bruit de fond et d'une ou plusieurs composantes sinusoidales correspondant aux rythmes fondamentaux du signal EEG. Il aurait été préférable d'utiliser pour effectuer la synthèse de ce signal, non pas des composantes sinusoidales fixes, mais plutôt des composantes spectrales présentant un caractère aléatoire, obtenues par exemple en filtrant un bruit de fond par un filtre passe bande à fenêtre étroite. Nous n'avons malheureusement pas pu réunir le matériel électronique qui nous aurait permis de réaliser un tel signal. Notons enfin qu'il aurait également été envisageable de construire un signal artificiel de référence à l'aide d'un ordinateur en utilisant un programme de génération par une méthode de type Monte-Carlo.

10.3.2 - ANALYSE DE L'ENREGISTREMENT S3

L'enregistrement S3 est constitué de 3 voies EEG provenant d'un sujet placé successivement dans 6 situations différentes. Les 2 premières situations (yeux fermés, yeux ouverts) ont donné lieu à des séquences d'une durée de 220s., les 2 suivantes (yeux fermés avec stimulations, yeux ouverts avec stimulations) à des séquences de 110s., et les deux dernières (potentiels évoqués yeux fermés et yeux ouverts) à des séquences d'une durée de 200s.

Nous avons tout d'abord procédé à une présentation synthétique de l'ensemble de l'enregistrement sous la forme de la nappe spectrale d'une voie et de la nappe de cohérence d'une paire de voies. Cette méthode, essentiellement qualitative, permet de mettre en évidence les principales caractéristiques de l'EEG spécifique d'une situation donnée. Nous avons par ailleurs utilisé ce mode de présentation des résultats dans l'étude des sommeils.

Nous avons ensuite testé la stationnarité de la valeur moyenne et de la puissance moyenne des 3 voies EEG étudiées durant les 4 premières séquences (yeux fermés, yeux ouverts, yeux fermés puis yeux ouverts avec stimulations).

Dans chacune de ces séquences nous avons également procédé à une série d'analyses de distribution d'amplitude qui nous ont permis de déterminer les périodes durant lesquelles cette distribution présentait un caractère gaussien.

Ces différents tests nous ont permis de choisir dans chacune des quatre premières séquences un fragment d'enregistrement d'une durée de 16s. à partir desquels nous avons calculé les densités spectrales et la cohérence de deux voies EEG. Les calculs correspondants de limites de confiance nous ont permis de mettre en évidence les caractéristiques des signaux EEG étudiés en fonction des 4 situations considérées.

Pour certains fragments d'enregistrement nous avons en outre étudié, pour les deux voies EEG analysées, l'évolution en amplitude et phase de la composante de fréquence 10.5 Hz.

Enfin nous avons effectué, sur les 3 voies de l'enregistrement, une étude complète de potentiel évoqué.

10.3.3 - ANALYSE DE L'ENREGISTREMENT S1

Il s'agit d'un enregistrement de deux voies EEG d'une durée de 16s.

Nous avons tout d'abord étudié, sur l'une des deux voies de l'enregistrement, les déformations de la densité spectrales introduites par le phénomène de repliement du spectre dû à une cadence de quantification trop faible.

Nous avons ensuite étudié les variations de sélectivité

présentées, à stabilité constante, par l'estimation de la densité spectrale d'un signal en fonction de la durée de ce dernier, puis les variations de stabilité présentées à sélectivité constante, par l'estimation de la densité spectrale en fonction également de la durée du signal analysé.

Nous avons ensuite procédé, sur la même voie EEG, à une étude de stationnarité portant sur l'évolution de la puissance moyenne et de la densité spectrale du signal. Cette étude nous a permis de mettre en évidence un rupture de stationnarité typique.

Enfin nous avons résumé à cette occasion, en les visualisant les différentes fonctions qui correspondent aux étapes successives de l'analyse spectrale de deux signaux par la méthode indirecte.

### 10.3.4 - ANALYSE DE L'ENREGISTREMENT S2

Il s'agit d'un enregistrement de 5 voies EEG d'une durée de 10s. à partir duquel nous avons cherché à effectuer une analyse de cohérence complète. Pour ce faire nous avons successivement étudié les densités spectrales des 5 voies, les déphasages et les cohérences simples, les cohérences conditionnelles et multiples.

## 10.4 - SYNTHESE DES RESULTATS OBTENUS

Les résultats les plus significatifs de notre étude sont ceux relatifs aux tests de stationnarité et de distribution d'amplitude du signal EEG.

En ce qui concerne la stationnarité nous avons constaté que l'hypothèse de stationnarité du second ordre était une hypothèse très restrictive pour un électroencephalogramme.

En effet la somme des durées des périodes durant lesquelles la puissance moyenne (ou l'écart type) d'un signal EEG est stationnaire représente approximativement 60% de la durée globale d'un enregistrement. Si l'on considère la stationnarité de la valeur moyenne ce pourcentage tombe à 15%. Et si l'on considère la stationnarité simultanée de la valeur moyenne et de la puissance moyenne ce pourcentage est de l'ordre de 10%.

Dans le cas d'un enregistrement de 3 voies EEG on constate que la stationnarité simultanée de la valeur moyenne et de la puissance moyenne n'est pratiquement jamais vérifiée sur toutes les voies simultanément, alors que la stationnarité de la puissance moyenne ne l'est que sur des fragments dont la somme des durées représente environ 30% de la durée totale d'un enregistrement.

En ce qui concerne la distribution d'amplitude du signal EEG nous avons pu constater que la somme des durées des périodes durant lesquelles cette distribution était gaussienne représente environ 50% de la durée globale de l'enregistrement d'une voie EEG. Par contre nous avons noté

que la distribution d'amplitude était systématiquement gaussienne quand les stationnarités de la valeur moyenne et de la puissance moyenne étaient simultanément vérifiées, et qu'elle l'était dans 60% des cas où seule la stationnarité de la puissance moyenne était vérifiée.

Ces quelques résultats tendraient à prouver que l'électroencephalogramme est un signal aléatoire, gaussien, et pratiquement non-stationnaire. Ces constations ne sont pas tellement inattendues si l'on songe d'une part aux hypothèses faites quant aux mécanismes d'électrogénèse du signal EEG, et d'autre part à l'usage fréquent que font les neurophysiologistes du terme "bouffées", essentiellement spécifique d'une rupture de stationnarité quant ils décrivent qualitativement un tracé.

Des études plus approfondies que nous avons effectuées par ailleurs sur le rythme alpha (qui présente qualitativement toutes les apparences d'une onde sinusoidale pure) tendraient à prouver que ce rythme est le résultat du filtrage d'un bruit blanc à travers un filtre passe bande à fenêtre étroite, et donc à nous conforter dans l'idée que le signal EEG est effectivement généré par un processus aléatoire gaussien.

Le fait que le signal EEG ne respecte pratiquement jamais l'hypothèse de stationnarité du 2° ordre nous interdit en toute rigueur de procéder à des analyses spectrales significatives. Ce point de vue peut être tempéré par les deux remarques suivantes :

- Tout d'abord il nous est apparu que la vérification du caractère gaussien de la loi de distribution des amplitudes d'un fragment de signal EEG coincidait avec l'absence de ruptures brutales de stationnarité, et constituait donc un critère des périodes justiciables d'une analyse spectrale approfondie.

- Par ailleurs il convient de noter que l'estimation d'une densité spectrale calculée à partir d'un échantillon non stationnaire a tout de même une signification physique puisque la variation éventuelle d'un paramètre durant une fraction de la durée de l'échantillon supposé stationnaire sera en fait moyennée sur la durée globale de ce dernier.

En pratique il apparaît que le calcul, à partir d'échantillons dont les distributions d'amplitude sont gaussiennes, des densités spectrales et de leurs limites de confiance permet de différencier avec netteté et de caractériser des électroencephalogrammes correspondant à des situations différentes.

En ce qui concerne l'analyse de plusieurs voies EEG et des relations susceptibles d'exister entre les signaux correspondants, nous avions initialement espéré pouvoir "localiser", grâce aux études de cohérences et de déphasages, les différents générateurs cérébraux susceptibles de générer par combinaisons linéaires les signaux étudiés. Nous n'avons malheureusement pas pu, compte tenu de la lourdeur des calculs correspondants, effectuer un nombre suffisant d'analyses de ce type pour pouvoir en tirer une conclusion significative.

De plus la validité d'une telle analyse implique d'une part le choix préalable d'une portion d'enregistrement durant laquelle toutes les

voies EEG sont stationnaires, et dépend par ailleurs du respect de l'hypothèse de linéarité qui est très difficile à vérifier en l'absence d'une excitation externe réglable par l'opérateur. L'étude, par une méthode de démodulation complexe, de l'évolution (en amplitude et en écarts de fréquence) d'une raie spectrale sur plusieurs voies EEG simultanément semble prouver que cette hypothèse de linéarité n'est pas fondée.

Quoiqu'il en soit nous pensons que la complexité de l'électrogénèse cérébrale exige des modèles mathématiques incomparablement plus complexes que ceux que nous avons utilisé. Toutefois nous estimons que les quelques conclusions significatives qui se dégagent de cette thèse, ainsi que l'intérêt fondamental, quant à l'approche des mécanismes cérébraux, présenté par ces diverses méthodes, justifient la poursuite de travaux de ce type sur des matériels technologiquement plus évolués.

VU ET PERMIS D'IMPRIMER

Marseille le 14 Juin 1972

Le Président

F. BOREL

# II BIBLIOGRAPHIE

## 11 - BIBLIOGRAPHIE

1 - ADEY W.R.

Data acquisition and analysis techniques in a brain research institute, ANN. N.Y. SCI., 1964, 15 : p. 844 à 866.

2 - ADEY W.R.

Computer analysis un neurophysiology, dans : "Computers in biomedical research", édité par STACY R.W. et WAXMAN B., ACADEMIC PRESS, Vol. 1, p. 223 à 263, 1965

3 - ADEY W.R. WALTER D.O. et HENDRIX C.E.

Computers techniques in correlation and spectral analysis of cerebral slow waves during discriminative behaviour, EXPERIMENTAL NEUROLOGY, 1961, 3 : p. 501 à 524.

4 - ADEY W.R., KADO R.T., WINTERS W.D. et DELUCCHI M.R.

EEG in simulated stresses of space flight with special reference to problemes of vibration, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1963, 15 : p. 305 à 320.

5 - ADEY W.R. et WALTER D.O.

Application of phase detection and averaging techniques in computer analysis of EEG records in the cat, EXP. NEUROL., 1963, 7 : p. I86 à 209.

6 - ADEY W.R., KADO R.T. et WALTER D.O.

Computer analysis of EEG data from Gemini flight GT7, AEROSPACE MEDICINE, Avril 1967, p. 345 à 359.

7 - ALAVI A.S. et JENKINS G.M.

An example of digital filtering, APPLIED STATISTICS, 1965, Vol. 14 : N° 1, p. 70 à 74.

8 - ARQUES P.Y.

L'échantillonnage dans les problèmes de détection REVUE DU CETHEDEC, 1964, N° 1 : p. 95 à 111.

9 - BALDOCK G.R. et WALTER W.G.

A new electronic analyser, ELECTRON. ENG., 1946, 18 : p. 339 à 342.

10 - de BARBEYRAC J. et ETEVENON P.

Relations entre deux méthodes d'analyse de l'EEG. : la méthode d'intégration et l'analyse des spectres de puissance, communication présentée aux réunions du CERPA, TOULON, 16 à 21/6/69.

11 - BARLOW J.S. et BRAZIER M.A.B.

A note on a correlator for electroencephalographic work , ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1954, 6 : p. 321 à 325.

12 - BARLOW J.S. et BROWN R.M.

An analog correlator system for brain potentials, TECHN. REP. 300, MIT, 1955.

13 - BARLOW J.S.

Autocorrelation and crosscorrelation analysis in electroencephalography, IRE TRANS. MED. ELECTRONICS, 1959, 6 : p. 179 à 183.

14 - BARLOW J.S. et FREEMAN M.Z.

Comparison of EEG activity from different locations on the scalp by means of autocorrelation and crosscorrelation analysis, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1959, 11 : p. 618 et 619.

15 - BARLOW J.S., ROVIT R.L. et GLOOR P.

Correlation analysis of EEG changes induced by unilateralintracarotid injection of amobarbital, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1964, 16 : p. 213 à 220.

16 - BARTLETT M.S.

An introduction to stochastic processes, CAMBRIDGE UNIV. PRESS, 1955.

17 - BARTLETT M.S. et MEHDI J.

On the efficiency of procedures for smoothing periodograms from time series with continuous spectra, BIOMETRIKA, 1955, 42 : p. 143 à 150.

18 - BASS J.

Représentation mathématique des phénomènes stationnaires. Phénomènes permanents en moyenne.Théorèmes ergodiques. Représentations non aléatoires, REVUE DU CETHEDEC, 1964, N° 1 : p. 81 à 94.

19 - BELLANGER M. et BONNAVAL P.

Quelques applications de la transformée de Fourier rapide, technique puissante et économique de calcul des spectres de Fourier échantillonnés, L'ONDE ELECTRIQUE, 1968, Vol. 48, N° 500 : p. 962 à 972.

20 - BENDAT J.S.

Principles and applications of random noise theory JOHN WILEY AND SONS, 1958.

21 - BENDAT J.S.

Measurement and analysis of power spectra and cross-power spectra for random phenomena, Rpt. M275 - OU4, RAMO-WOOLDRIDGE, CANOGA PARK, CALIFORNIA, Mars 1960.

22 - BENDAT J.S.

Interpretation and application of statistical analysis for random physical phenomena, IRE TRANS. ON BIO.MED. ELECTRONICS, 1962, Vol.9: p. 31 à 43.

23 - BENDAT J.S. et PIERSOL A.G.

Design considerations and use of analog power spectral density analyser, HONEYWELL DENVER DIVISION, Copyright 1964 : Mineapolis Honeywell Régulator company.

24 - BENDAT J.S. et PIERSOL A.G.

Measurement and analysis of random data, JOHN WILEY AND SONS, 1966.

25 - BENNET W.R.

Spectre of quantized signal, BELL SYSTEM TECHNICAL JOURNAL, Juillet 1948.

26 - BERGLAND G.D.

A guided tour of the fast Fourier transform, IEEE SPECTRUM, Juillet 1969 : p. 41 à 52.

27 - BERTHEAS J. et MOUNIER R.

Analyse statistique en temps réel des signaux électriques engendrés par le cerveau, L'ONDE ELECTRIQUE, Vol,48, N° 500 : p. 979 à 988, 1968.

28 - BIOMEDICAL COMPUTER PROGRAMS

UCLA publications, Automatic computation N° 2, University of California press, Berkeley et Los Angeles 1967, DIXON W.J. Editor.

29 - BLACKMAN R.B. et TUKEY J.W.

Themeasurement of power spectra, DOVER, 1958.

30 - BLANC-LAPIERRE A. et FORTET R.

Théorie des fonctions aléatoires, MASSON, 1953.

31 - BLANC-LAPIERRE A. et PICINBONO B.

Propriétés statistiques du bruit de fond, MASSON, 1961.

32 - BONNET G.

Phénomènes aléatoires et traitement du signal CEA, BIST N° 96, 1965, p. 3 à 14.

33 - BONNET G.

Etude théorique de l'extraction d'un signal périodique dans un bruit de fond par accumulation des données NUCLEAR INSTRUMENTS AND METHODS, 1965, Vol. 37 : p. 217 à 230.

34 - BRAZIER M.A.B.

Some uses of computers in experimental neurology, EXP. NEUROL., 1960, 2 : p. 123 à 143.

35 - BRAZIER M.A.B.

The application of computers to electroencephalography, dans "Computers in biomedical research", édité par STACY R.W. et WAXMAN B. ACADEMIC PRESS, Vol. 1 : p. 295 à 315, 1965.

36 - BRAZIER M.A.B. et CASBY J.U.

An application of the M.I.T. digital electronic correlator to a problem in EEG : the EEG during mental calculation, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH, 1951, 3 : p. 375.

37 - BRAZIER M.A.B. et CASBY J.U.

Crosscorrelation and autocorrelation studies of EEG potentials, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH, 1952, Vol. 4, N° 2 : p. 201 à 211.

38 - BUR OW L.R.

Some analog methods of power spectral density analysis, Technical publication SPECTRAL DYNAMICS CORPORATION, San Diégo, 1965.

39 - CAILLE E.J.

Perspectives offertes par l'analyse statistique de l'EEG dans l'étude des mécanismes d'action d'une médication sinapto-analeptique, AGRESSOLOGIE, N° 8, 1967.

40 - CAILLE E.J., VAGUELSY D., ROMAN C. et GOYBET

Traitement automatique des informations électrophysiologiques, Etude DRME. 159/64, 1965, CERPA, MARINE NATIONALE.

41 - CAILLE E.J., LELIEVRE D.M. et MONTEIL A.C.

Information apportée par l'intégration en temps réel des spectres électroencephalographiques au cours de la vigilance, L'ONDE ELECTRIQUE, 1970, Vol. 50, N° 5 : p. 423 à 428.

42 - CAMPBELL J., BOWER E., DWYER S.J. et LAGO G.Y.

On the sufficiency of autocorrelation functions as EEG descriptors, IEE TRANS. ON BIO-MED. ENG., 1967, Vol. BME-14 : p. 49 à 52.

43 - COOLEY J.W. et TUKEY J.W.

An algorithm forthe machine calculation of complex Fourier senes, MATHEMATICS OF COMPUTATION, Avril 1965 : p. 297 à 301.

44 - DANIEL R.S.

Electroencephalographic correlogramm ratios and their stability, SCIENCE, 1964, 145 : p. 721 à 723.

45 - DAVENPORT W.B.

Correlator errors due to finite observation intervals M.I.T. RES. LAB. ELECTRON. TECH., REPT. 191, 1951.

46 - DAVENPORT W.B. et ROOT W.L.

An introduction to the theory of random signals and noise MAC GRAW-HILL, 1958.

47 - DROHOCKI Z.

Electrospectrographie qualitative et quantitative du cerveau, SCHWEIZ. ARCH. NEUROL. PSYCHIATR, 1945, 55 : p. 85 à 128.

48 - DROHOCKI Z.

L'intégrateur de l'électroproduction cérébrale pour l'électroencephalographie quantitative, REV. NEUROL., 1948, 80 : 617 à 619.

49 - DROHOCKI Z.

Electroencephalographie quantitative : relations entre niveau et variabilité de l'EEG, REV. NEUROL., 1967, 117 : p. 484 à 491.

50 - DROHOCKI Z.

L'analyseur statistique d'amplitude de l'EEG, REV. NEUROL. 1967, 117 : p. 482 à 484.

51 - DUMERMUTH G. et FLÜHLER H.

Some modern aspects in numerical spectrum analysis of multichannel EEG data, MED. AND. BIOL. ENGNG., Vol. 5, 1967, p. 319 à 331.

52 - DURIEUX

Théorie et pratique de l'analyse spectrale, Note Technique N° 64-26, 1964, MARINE NATIONALE E.C.A.N. RUELLE.

53 - ELAZAR Z. et ADEY W.R.

Electroencephalographic correlates of learning in subcortical and cortical structures, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1967, 23 : p. 306 à 319.

54 - ELUL R.

Amplitude histograms of the EEG as an indicator of the cooperative behavior of neuron populations, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1967, 23 : p. 87 à 88.

55 - ENOCHSON L.D.

Frequency response functions and coherence functions for multiple imput linear systems, NASA, CR 32, Avril 1964.

56 - ENOCHSON L.D. et GOODMAN N.R.

Gaussian approximation to the distribution of sample coherence, AFFDL. TR 65-67, WRIGHT PATTERSON, OHIO, Février 1965.

57 - ETEVENON P., GUILLON G. et BOISSIER J.R.

Analyse statistique des distributions d'amplitude de l'EEG intégré et ses applications en psychopharmacologie, Communication présentée aux réunions du CERPA, TOULON, 16 à 21/6/69.

58 - FAUQUE J.M., BERTHIER D. et MAX J.

Analyse spectrale par correlation, CEA, Note technique LETI/TS 453, 1968.

59 - FAVRE A. et GAVIGLIO J.

Appareil analogique de mesures statistiques de la correlation dans le temps, L'ONDE ELECTRIQUE, 1966, N° 475 : p. 1057 à 1066.

60 - FORLIFER W.R.

The effects of filter bandwith in spectrum analysis of random vibrations, SHOCK VIBRATION AND ASSOCIATED ENVIRONMENTS BULL., N° 33, Février 1964.

61 - FORTET R.

La théorie des processus stochastiques et les signaux aléatoires, REVUE DU CETHEDEC, 1964, N° 1 : p. 113 à 120.

62 - GODFREY M.D.

An exploratory study of the bispectrum of economic time series, APPLIED STATISTICS, 1965, Vol. 14, N° 1 : p. 48 à 69.

63 - GOODMAN N.R.

On the joint estimation of the spectra, cospectrum and quadrature spectrum of a two dimensional stationary ganssian process, SCIENTIFIC PAPER N° 10, ENGNG. STAT. LAB., N.Y. UNIVERSITY, Mars 1957.

64 - GOODMAN N.R.

Measuring amplitude and phase, JOURNAL OF THE FRANKLIN INSTITUTE, 1960, Vol. 270, N° 6.

65 - GOODMAN N.R.

Statistical analysis based on a certain multivariate complex gaussian distribution, ANN. MATH. STAT., 1963, Vol. 34, N° 1 : p. 152 à 177.

66 - GOODMAN N.R.

Measurement of matrix frequency response functions and multiple coherence functions, AFFDL TR 65-66, Février 1965, WRIGHT - PATTERSON OHIO.

67 - GRASS A.M. et GIBBS F.A.

A Fourier transform of the electroencephalogram, J. NEUROPHYSIOL, 1938, Vol. 1, N° 6 : p. 521 à 526.

68 - HAMMING R.W.

Numerical methods for scientists and engineers, MAC GRAW-HILL.

69 - HEAPS H.S.

The use of quantizing techniques in real time Fourier analysis, RADIO AND ELECTRONIC ENGNG, Mars 1963.

70 - HORD D.J., JOHNSON L.C., LUBIN A. et AUSTIN M.T.

Resolution and stability in the autospectra of EEG, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1965, 19 : p. 305 à 308.

71 - IMAHORI K. et SUHARA K.

On the statistical methods in the brain wave study, FOLIA PSYCHIAT. JAPON, 1949, 3 : p. 137 à 155.

72 - JENKINS G.M.

General considerations in the analysis of spectra, TECHNOMETRICS, 1961, 3 : p. 133 à 166.

73 - JENKINS G.M.

A survey of spectral analysis, APPLIED STATISTICS, 1965, Vol. 14, N° 1 : p. 2 à 32.

74 - JOHNSON L., LUBIN A., NAITOH P., NUTE C. et AUSTIN M.

Spectral analysis of the EEG of dominant and non dominant alpha subjects during walking and sleeping, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1969, 26 : p. 361 à 370.

75 - JONES R.H.

A reappraisal of the periodogram in spectral analysis, TECHNOMETRICS, 1965, 7 : p. 531 à 542.

76 - KAISER E. et PETERSEN I.

Automatic analysis in EEG, ACTA NEUROL. SCAND., 1966, Suppl. 22.

77 - KATZENELSON J.

On error introduced by combined sampling and quantization IRE AUTOMATIC CONTROL, Avril 1962.

Automatic frequency analysis, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH. 1953, Suppl. 4 : p. 17 à 25.

79 - KNOTT J.R.

Some comments on automatic low frequency analysis, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1961, Suppl. 20 : p. 22 à 24.

80 - KNOTT J.R., WOOLERY A. et RANDALL J.

Construction notes on an american equivalent of the Walter analyser, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1951, 3 : p. 91 à 96.

8I - KOOPMANS L.H.

On the coefficient of coherence for weakly stationary stochastic processes, ANN. MATH. STAT., 1964, Vol. 35.

82 - LEADER H.S., COHN R., WEIHRER A.L. et CACERES C.A.

Pattern reading of the clinical EEG with a digital computer, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1967, 23 : p. 566 à 570.

83 - LISKE E., HUGHES H.N. et STOWE D.E.

Auto and cross correlation of the EEG following unilateral caloric stimulation of the labyrinth, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1966, Vol. 31, N° 3 : p. 295.

84 - LOWENBURG E.C.

Signal theory applied to the analysis of EEG., IRE TRANS. BIOMED. ELECTRON, 1961, BME 8 : p. 7 à 12.

85 - MAX J.

Les méthodes de correlation dans le traitement du signal CEA, 1965, BIST N° 96, p. 39 à 76.

86 - MAX J.

Les principales méthodes de traitement du signal et leurs applications aux mesures physiques, CEA, 1970, Rapport CEA-R-4018.

87 - MOLNAR C.E., WEISS T.F. et GEISLER C.D.

Some properties of the finite time sample autocorrelation of the EEG, dans "Processing neuroelectric data", édité par ROSENBLITH W.A. GRUNE et STRATTON N.Y., p. 123 à 137.

88 - MORROW C.T.

Shock and vibration engineering, JOHN WILEY AND SONS, 1963.

89 - NETTLETON W.J., SWEENEY J. et EDWARDS R.J.

Period analysis of the EEG on a general purpose digital computer, ANN. N.Y. ACAD. SCI., 1964, 115/2 : p. 827 à 843.

90 - ORMSBY J.F.A.

Design of numerical filters with application of missile data processing, J. ASS. COMP. MACH., 1961, 8 : p. 440 à 446.

91 - PARZEN E.

Mathematical considerations in the estimation of spectra TECHNOMETRICS, 1961, 3 : p. 167 à 190.

92 - PARZEN E.

An approach to empirical time series analysis, RAD. SCI. 1964, Vol. 68/D, N° 9 : p. 937 à 951.

93 - PRIESTLEY M.B.

The role of bandwith in spectral analysis, APPLIED STATISTICS, 1965, Vol. 14, N° 1 : p. 33 à 47.

94 - REMOND A. et LESEVRE N.

Distribution topographique et potentiels évoqués visuels occipitaux chez l'homme normal, REV. NEUROL., 1965, 112 : p. 317 à 330.

95 - REX R.L. et ROBERTS G.T.

Correlation signal averaging and probability analysis, HEWLETT - PACKARD JOURNAL, Novembre 1969, p. 2 à 8.

96 - RHODES J.M., REITE M.R., BROWN D. et ADEY W.R.

Cortical subcortical relationships of the chimpanzee during different phases of sleep, dans "Aspects anatomofonctionnels de la physiologie du sommeil", CNRS, 1965, 127 : p. 451 à 473.

97 - RICE S.O.

Mathematical analysis of random noise, dans "Selected papers on noise and stochastic processes", édité par NELSON WAX, DOVER 1954, p. 133 à 294.

98 - ROTH P.R.

Digital Fourier analysis. Some of the theoretical and practical aspects of measurements involving Fourier analysis by digital instrumentation, HEWLETT - PACKARD JOURNAL, Juin 1970, p. 2 à 9.

99 - SALTZBERG B. et BURCH N.R.

A new approach to signal analysis in electroencephalography, IRE TRANS. BIOMED. ENGNG., 1957, 8 : p. 24 à 30.

100- SATO K., HONDA N., MIMURA K., OZAKI T., MASUYA S., TERAMOTO S. et KITAJIMA K.

A simplified method for correlation analysis in EEG, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1962, 14 : p. 767 à 771.

101- SAUNDERS M.G.

Amplitude probability density, studies on alpha and alpha-like patterns, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1963, 15 : p. 761 à 767.

102- SEIWELL H.R.

The principles of time series analysis applied to ocean wave data, PROC. NAT. ACAD. SCI., 1949, 35 : p. 518 à 528.

103- SHIPTON H.W.

A transportable low frequency analyser, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1956, 8 : p. 705 et 706.

104- SOUTHWORTH R.W.

Autocorrelation et analyse spectrale dans "Méthodes Mathématiques pour calculateurs arithmétiques", de RALSTON A. et WILF H.S., traduit par DUNOD en 1965, p. 348 à 360.

105- STERN J., de BARBEYRAC J. et POGGI R.

Méthodes pratiques d'étude des fonctions aléatoires, DUNOD, 1967.

106- TOURNOIS P.

Analyse spectrale et filtrage adapté des signaux basse fréquence, en temps réel, et aprés compression de temps, L'ONDE ELECTRIQUE, Vol. 49, 1969, 9 : p. 952 à 959.

107- TUKEY J.W.

Discussion emphasizing the connection between analysis of variance and spectrum analysis, TECHNOMETRICS, 1961, 3 : p. 191 à 219.

108- TUKEY J.W.

Data analysis and the frontiers of geophysics, SCIENCE, 1965, Vol. 148, N° 3675 : p. 1283 à 1289.

109- ULETT G.A. et LOEFFEL R.G.

A new resonator integrator unit for the automatic brain wave analyser, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1953, 5 : p. 113 à 115.

110- WALSH E.G.

Autonomy of alpha rythm generators studied by multiple channel cross-correlation, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1958, 10 : p. 121 à 130.

111- WALTER D.O.

Spectral analysis for electroencephalograms : mathematical determination of neurophysiological relationships from records of limited duration, EXP. NEUROL., 1963, Vol. 8, 2 : p. 155 à 181.

112- WALTER D.O.

On units and dimensions for reporting spectral intensities, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1968, 24 : p. 486 à 487.

113- WALTER D.O.

The method of complex demodulation, dans "ADVANCES IN EEG ANALYSIS", ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1968, Suppl. 27 : p. 53 à 57.

114- WALTER D.O.

Pratical applications of the frequency approach to EEG analysis, dans "ADVANCES IN EEG ANALYSIS", ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1968, Suppl. 27 : p. 9 à 25.

115- WALTER D.O. et ADEY W.R.

Spectral analysis of EEG recorded during learning in the cat, before and after subthalamic lesions, EXP. NEUROL., 1963, Vol. 7, 6 : p. 481 à 501.

116- WALTER D.O. et ADEY W.R.

Analysis of brain wave generators as multiple statistical time series, IEE TRANS. ON BIO-MED ENGNG., 1965, Vol. BME 12 : p. 8 à 13.

117- WALTER D.O. et ADEY W.R.

Linear and non linear mechanisms of brain wave generation, ANN. N.Y. SCI, 1966, 128/3 : p. 772 à 780.

118- WALTER D.O., RHODES J.M., BROWN D. et ADEY W.R.

Comprehensive spectral analysis of human EEG generators in posterior cerebral regions, ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH., 1966, 20 : p. 224 à 237.

119- WALTER D.O., KADO R.T., RHODES J.M. et ADEY W.R.

Electroencephalographic baselines in astronaut candidates estimated by computation and pattern recognition techniques, AEROSPACE MEDICINE, Avril 1967 : p. 371 à 379.

120- WALTER W.G.

An automatic low frequency analyser, ELECTRONIC ENGNG., 1943, 16 : p. 9 à 13.

121- WALTER W.G.

An improved low frequency analyser ELECTRONIC ENGNG., 1943, 16 : p. 236 à 240.

122- WALTER W.G. et SHIPTON H.W.

A new toposcopic display system ELECTROENCEPH. CLIN. NEUROPH. 1951, 3 : p. 281 à 292.

123- WIENER N.

Generalized harmonic analysis ACTA MATH., 1930, Vol. 55, N° 2 et 3 : p. 117 à 258.

124- WIENER N.

Extrapolation, interpolation and smoothing of stationary time series, JOHN WILEY AND SONS, 1949.

125- WIENER N.

Brain waves and self-organizing systems, CYBERNETICS, MIT PRESS, 1961 : p. 181 à 203.

126- WILLIAMS C.A.Jr.

On the choice of the number and width of classes for chi-square test of goodness of fit J. AM. STAT. ASS., 1950, 45 : p. 77 à 86.